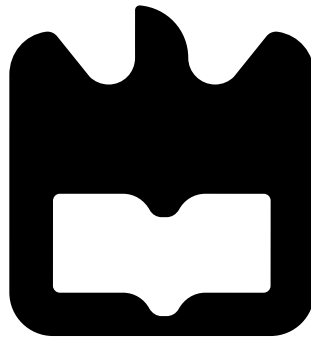




**João Pedro
Sequeira Cardoso**

Sistema de Controlo de Gerador DC





**João Pedro
Sequeira Cardoso**

Sistema de Controlo de Gerador DC

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Professor Doutor Telmo Reis Cunha, Docente do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

Dissertation presented to the University of Aveiro for the fulfilment of the requisites necessary to obtain the degree of Master in Electronics and Telecommunication Engineering, developed under the scientific guidance of Telmo Reis Cunha, professor in the Department of Electronics, Telecommunications and Informatics of the University of Aveiro.

o júri / the jury

presidente / president

Professor Doutor Alexandre Manuel Moutela Nunes da Mota

Professor Associado da Universidade de Aveiro (por delegação da Reitoria da Universidade de Aveiro)

vogais / examiners committee

Professor Doutor Telmo Reis Cunha

Professor Auxiliar da Universidade de Aveiro (orientador)

Professor Doutor Rui Paulo Pinto da Rocha

Professor Auxiliar na Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade de Coimbra (Arguente Principal)

Agradecimentos / Acknowledgements

É com enorme satisfação que dedico este capítulo a todas as pessoas que contribuíram positivamente para a realização desta dissertação. Um apoio imensurável ao longo de vários anos. Felizmente, foram muitas as pessoas que me fortaleceram nos momentos menos bons e me enalteciram nas conquistas conseguidas, mas, naturalmente, gostaria de destacar algumas:

Professor Doutor Telmo Reis Cunha, digníssimo docente da Universidade de Aveiro, por me ter transmitido os conhecimentos técnicos para a realização desta dissertação, pela disponibilidade demonstrada, pela paciência e por ser um exemplo de profissionalismo que ambiciono seguir no meu futuro.

Aos meus pais, minha irmã e restantes familiares, por me terem proporcionado esta oportunidade mesmo sabendo dos esforços que esta implicaria. Eles são sem dúvida a minha maior fonte de motivação, esforço, dedicação e devoção na minha formação.

À Carla, que sempre me apoiou e motivou nos momentos mais difíceis e me enalteceu nos momentos de sucesso.

Aos amigos, que juntamente com a minha formação académica foram o melhor que pude retirar desta etapa. Foram a "família dos dias úteis". Em especial ao Ricardo Bastos por, pacientemente, me ter ajudado com a montagem mecânica do sistema.

À Universidade de Aveiro, pela competência no geral e pela excelência do ensino em particular. Um obrigado profundamente sentido a todos os docentes e funcionários do Departamento de Eletrónica e Telecomunicações da Universidade de Aveiro, que sempre assumiram um profissionalismo inigualável, que ao longo do tempo, em alguns casos, se transformou numa boa amizade. Um especial obrigado ao senhor César Fernandes, secretário deste departamento.

Resumo

Nos dias de hoje, o controlo de um motor DC é uma matéria já bastante aprofundada pelo papel que acarreta nas mais variadíssimas áreas tecnológicas. No entanto, este é um exemplo típico da aplicação das técnicas de controlo de sistema, e o seu projeto não é de todo trivial especialmente se se pretender elevada robustez, eficiência e linearidade do sistema controlado.

As unidades curriculares de Sistemas e Controlo 1 e Sistemas de Controlo 2 lecionadas no curso de Mestrado Integrado em Engenharia Eletrónica e Telecomunicações (MIEET) da Universidade de Aveiro, têm como principal função transmitir conhecimentos de Engenharia de Controlo. Para tal, foi proposto o desenvolvimento de um equipamento capaz de contribuir para o teste e análise de algoritmos de controlo em tempo real. Estes algoritmos serão aplicados a um motor DC servindo de apoio à leção das unidades curriculares da área científica de Controlo do curso de MIEET.

Com o intuito de testar vários algoritmos de controlo e recolher dados de um sistema com elevada repetibilidade, uniformidade e linearidade, foi então projetado um sistema controlado por um microcontrolador, mais concretamente, o PIC32MX795F512H da Microchip.

O sistema é constituído por um motor DC cujo rotor se encontra acoplado mecanicamente ao eixo do gerador DC. Foi escolhido um motor DC pela simplicidade do seu modelo elétrico e da sua eletrónica de controlo. O sistema foi desenvolvido de raiz, tendo sido projetados e implementados todos os subsistemas constituintes. O sistema é controlado a partir de um computador, diretamente da aplicação MATLAB.

O comportamento do sistema é testado com controladores Proporcional-Derivativo (PD), Proporcional-Integrador (PI) e Proporcional-Integrador-Derivativo (PID).

Abstract

Nowadays, the control of a DC engine is a matter that has already been deepened by the essence that entails in the most varied technological areas, however, this is a typical application example of the control techniques, and its design is not trivial especially if it is aimed for high robustness, efficiency and linearity of the controlled system.

The curricular units of "Sistemas de Controlo 1" and "Sistemas de Controlo 2" taught in the course of Integrated Master in Electronic Engineering and Telecommunications (MIEET) of the University of Aveiro have as main function to transmit knowledge of Control Engineering. To this end, it was proposed the development of an equipment capable of contributing to the testing and analysis of real-time control algorithms to be applied to a DC motor serving as a support for the teaching of curricular units in the scientific area of the course MIEET.

In order to test several control algorithms and collect data from a system with high repeatability, uniformity and linearity, a system controlled by a microcontroller, specifically the Microchip PIC32MX795F512H, was designed.

The system is constituted by a motor whose rotor is mechanically connected to the axis of the DC generator. The system, and all its constituent subsystems (power circuit, the control circuit, signal measurement in the motor and generator and visualization of the system state), were designed, developed and implemented from scratch. The system is controlled from a computer, directly from the MATLAB application.

The behavior of the system is tested with a Proportional and Derivative (PD), Proportional and Integrator (PI) and Proportional-Integrator and Derivative (PID) controllers.

Conteúdo

Conteúdo	i
Lista de Figuras	v
Lista de Tabelas	ix
Acrónimos	xi
Acronyms	xi
1 Introdução	1
1.1 Motivação	1
1.2 Objetivo	2
1.3 Estrutura da dissertação	3
2 Conceitos Fundamentais	5
2.1 Motores Elétricos	5
2.2 Motores DC	7
2.3 Sistemas de Controlo	8
2.3.1 Evolução histórica dos sistemas de controlo	8
2.3.2 Controlo em malha aberta	9
2.3.3 Controlo em malha fechada	10
2.3.4 Controladores elementares	11
Controladores <i>ON-OFF</i>	11
Controlador Proporcional	12
Controlador Proporcional-Derivativo ou PD	13

	Controlador Proporcional-Integrador ou PI	13
	Controlador Proporcional-Integrador-Derivativo ou PID	14
2.4	Técnicas de atuação de um motor DC	15
2.4.1	Ponte H	15
2.4.2	Controlo de motor DC por Pulse Wave Modulation (PWM)	18
2.5	Fonte de tensão	18
2.6	Amplificador de potência Classe AB	19
3	Plataforma do Grupo Motor-Gerador	21
3.1	Montagem Mecânica	22
3.2	Eletrónica de medida	23
3.2.1	Sensor de tensão	23
3.2.2	Sensor de corrente	23
	HEDS-9000	24
	Actuação do sistema	24
4	Projeto dos circuitos elétricos	27
4.1	Fonte de Alimentação	27
4.2	Regulador de Tensão Positiva	30
4.3	Regulador de Tensão Negativa	32
4.4	Circuito de Atuação do Motor	33
4.4.1	Filtro Passa-Baixo	35
4.4.2	Amplificação do Sinal de Saída do Filtro Passa-baixo	35
4.5	Amplificador Classe AB push-pull	36
4.6	Circuito de Acondicionamento do Sensor de Tensão	39
4.7	Sensor de corrente	41
4.7.1	Circuito de Acondicionamento do Sensor de Corrente	41
4.8	Interface Visual com o Utilizador	42
4.8.1	Conceção do Circuito	45
4.9	Projeto da Caixa	47
5	Software	51
5.1	PIC32	51

5.2	Funções desenvolvidas em MATLAB	54
5.3	Diagrama de Fluxo	55
6	Testes e resultados	57
6.1	Fonte de Tensão	57
6.1.1	Reguladores	57
6.2	Amplificador de Potência	58
6.3	Sensor de tensão	60
6.4	Sensor de Corrente	63
6.5	Sensor Ótico	65
6.6	Linearidade e Repetibilidade	67
6.6.1	Linearidade	67
	Tensão	67
	Corrente	70
	Velocidade de Rotação	72
6.6.2	Repetibilidade	73
	Tensão	73
	Corrente	75
	Velocidade de Rotação	76
6.7	Aplicação de Algoritmos de Controlo	77
6.8	Controlador Proporcional-Integrativo ou PI	79
7	Conclusões e trabalho futuro	81
7.1	Conclusões	81
7.2	Trabalho Futuro	82
	Bibliografia	83

Lista de Figuras

2.1	Principais componentes de um motor DC.	7
2.2	Diagrama de blocos de um sistema	10
2.3	Sistema de controlo em malha fechada	11
2.4	Diagrama de um controlador proporcional	12
2.5	Diagrama de um controlador Proporcional-Integrador	14
2.6	Esquemático de um controlador Proporcional-Integrador-Derivativo	15
2.7	Esquemático de um circuito Ponte H.	16
2.8	Esquemático de um circuito Ponte H robusto.	17
2.9	Transístor de Darlington NPN e PNP à esquerda e à direita respetivamente .	18
2.10	Diagrama de blocos de uma fonte de alimentação.	19
2.11	Exemplo de andar classe AB <i>push-pull</i>	20
3.1	Diagrama de blocos do sistema implementado.	21
3.2	Suporte físico do motor e do sensor óptico.	23
3.3	HEDS-9000.	25
4.1	Esquemático da fonte de alimentação	28
4.2	Transformador CTFCS150-18.	29
4.3	Formas de onda do retificador de meia-onda sem e com filtro capacitivo, res- petivamente.	30
4.4	Regulador de tensão positivo.	31
4.5	Regulador de tensão negativo.	33
4.6	Esquemático do circuito de filtragem e amplificação do sinal PWM.	34
4.7	Amplificador Classe AB <i>push-pull</i>	39

4.8	Sensor de tensão.	40
4.9	Sensor de corrente.	42
4.10	LCD e botão em PCB externa ao circuito de alimentação e controlo do sistema.	43
4.11	<i>Layout</i> da placa extra.	45
4.12	Resultado Final da PCB.	46
4.13	Esquemático da placa de circuito impressa.	46
4.14	Design da caixa.	47
4.15	Vista frontal da caixa.	48
4.16	Vista superior da caixa.	48
4.17	Aspecto final da caixa.	49
5.1	Diagrama de estados do sistema.	53
5.2	Diagrama de Fluxo do sistema.	56
6.1	Diferença de potencial à saída do retificador.	57
6.2	Diferenças de tensão à saída dos reguladores de tensão. Porto negativo à esquerda e porto positivo à direita.	58
6.3	Análise da corrente fornecida pelo gerador para uma tensão de 6 V aplicado no motor e para diferentes cargas aplicadas no grupo motor-gerador ao longo do tempo.	60
6.4	Comportamento da tensão no gerador aplicando diferentes tensões positivas no motor.	61
6.5	Comportamento da tensão no gerador aplicando diferentes tensões negativas no motor.	62
6.6	Comportamento da tensão de saída com diferentes cargas a atuar no gerador.	63
6.7	Comportamento da corrente de saída com diferentes cargas a atuar no gerador.	64
6.8	Comportamento velocidade de rotação do grupo motor-gerador para tensões positivas	66
6.9	Comportamento velocidade de rotação do grupo motor-gerador para tensões negativas.	66
6.10	Comportamento da velocidade de rotação do grupo motor-gerador com diferentes cargas a atuar no gerador.	67

6.11	Variação da tensão fornecida pelo gerador em função da tensão aplicada no motor, com uma carga infinita aplicada no gerador.	68
6.12	Variação da tensão fornecida pelo gerador em função da tensão aplicada no motor, com uma carga de $50\ \Omega$ aplicada no gerador.	68
6.13	Variação da tensão fornecida pelo gerador em função da tensão aplicada no motor, com uma carga de $22\ \Omega$ aplicada no gerador.	69
6.14	Variação da tensão fornecida pelo gerador em função da tensão aplicada no motor, com uma carga de $10\ \Omega$ aplicada no gerador.	69
6.15	Variação da corrente fornecida pelo gerador em função da tensão aplicada no motor, com uma carga de $50\ \Omega$ aplicada no gerador.	70
6.16	Variação da corrente fornecida pelo gerador em função da tensão aplicada no motor, com uma carga de $22\ \Omega$ aplicada no gerador.	71
6.17	Variação da corrente fornecida pelo gerador em função da tensão aplicada no motor, com uma carga de $10\ \Omega$ aplicada no gerador.	71
6.18	Variação da velocidade de rotação do grupo motor-gerador em função da tensão aplicada no motor, com uma carga de $50\ \Omega$ aplicada no gerador.	72
6.19	Variação da velocidade de rotação do grupo motor-gerador em função da tensão aplicada no motor, com uma carga de $22\ \Omega$ aplicada no gerador.	72
6.20	Variação da velocidade de rotação do grupo motor-gerador em função da tensão aplicada no motor, com uma carga de $10\ \Omega$ aplicada no gerador.	73
6.21	Teste de repetibilidade da tensão ao longo do tempo com carga infinita aplicada no gerador.	74
6.22	Teste de repetibilidade da tensão ao longo do tempo com carga de $10\ \Omega$ aplicada no gerador.	74
6.23	Teste de repetibilidade da corrente fornecida pelo gerador ao longo do tempo com carga infinita aplicada no gerador.	75
6.24	Teste de repetibilidade da corrente fornecida pelo gerador ao longo do tempo com carga de $10\ \Omega$ aplicada no gerador.	75
6.25	Teste de repetibilidade da velocidade de rotação do grupo motor-gerador ao longo do tempo com carga infinita aplicada no gerador.	76

6.26	Teste de repetibilidade da velocidade de rotação do grupo motor-gerador ao longo do tempo com carga de $10\ \Omega$ aplicada no gerador.	77
6.27	Comparação do comportamento da tensão do sistema com PID e em malha aberta.	78
6.28	Comparação do comportamento das RPM do sistema com PID e em malha aberta.	79
6.29	Sinal de controlo da velocidade de rotação do motor com um controlador PID.	79
6.30	Resultado a implementação de um PI no sistema.	80

Lista de Tabelas

2.1	Tabela lógica de uma Ponte H controlada com um microcontrolador	16
4.1	<i>Pinout</i> do LCD.	44
6.1	Tensão pretendida VS tensão medida.	59
6.2	Tensão medida pelo sensor de tensão e pelo multímetro	61
6.3	Corrente medida pelo sensor de corrente e pelo multímetro	64
6.4	Corrente medida pelo sensor ótico desenvolvido e um sensor de velocidade de rotação.	65

Acrónimos

ADC	Analog to Digital Converter [PT: Conversor analógico em digital]
LCD	Liquid Crystal Display [PT: Display de cristal líquido]
LED	Light-Emitting Diode [PT :Díodo emissor de luz]
MIEET	Mestrado Integrado em Engenharia Eletrónica e Telecomunicações
OPAMP	Operational Amplifier[PT: Amplificador Operacional]
PCB	Printed Circuit Board [PT: Placa de circuito impresso]
PD	Proporcional Derivativo
PI	Proporcional Integrador
PID	Proporcional-Integrador-Derivativo
PWM	Pulse-Width Modulation [PT: Pulso com Modulação]
RPM	Rotações por minuto
USB	Universal Serial Bus [PT: Barramento Universal em Série]

Capítulo 1

Introdução

No âmbito das disciplinas lecionadas na área de controlo de Mestrado Integrado em Engenharia Electrónica e Telecomunicações (MIEET) foi identificada a necessidade de desenvolver uma plataforma de *hardware* que permitisse testar técnicas de controlo de sistemas lineares como é o caso do controlador Proporcional-Integrador-Derivativo (PID), técnicas de realimentação de estado e controladores de tempo discreto, como o RST.

Foi desenvolvido então, uma plataforma robusta e capaz de testar algoritmos de controlo por parte do utilizador e perceber os efeitos destes algoritmos no comportamento de um grupo motor-gerador DC. A interface entre o MATLAB e o sistema a controlar foi desenvolvida através de um microcontrolador PIC ()PIC (Peripheral Interface Controller), mais concretamente o PIC32MX795F512H.

1.1 Motivação

Para controlar o motor DC e recolher dados do gerador foi usado um microcontrolador. Com o avanço da tecnologia o custo de produção destes sistemas é cada vez mais reduzido e a sua aplicabilidade cada vez mais necessária. O seu reduzido tamanho aliado ao baixo consumo, a sua capacidade computacional e facilidade de comunicação, torna estes dispositivos bastante atrativos de serem estudados e usados em múltiplas aplicações.

A próxima grande oportunidade para os fornecedores de tecnologia, vendedores de sistemas e prestadores de serviços, é definida nos dias de hoje pela mudança de sistemas embutidos tradicionais em sistemas inteligentes [2]. O conhecimento aprofundado deste tipo de sistemas

foi um dos pilares de motivação para o desenvolvimento desta dissertação.

Um dos objetivos desta dissertação é o desenvolvimento de um sistema didático e que assegure uma análise assertiva dos dados a recolher. A finalidade é a aplicação e teste de algoritmos de controlo para um melhor entendimento de processos de automação e rentabilidade por parte dos utilizadores, tornando-se uma ferramenta útil com a capacidade de demonstrar e simular na prática uma realidade do mundo atual.

Por se tratar de um projeto com a possibilidade de ser utilizada no ensino teve também responsabilidade na motivação, pois ajudará a preparar profissionais competentes para o mercado de trabalho em áreas como Engenharia Eletrónica e Engenharia de Controlo.

Por último, o preço deste tipo de equipamentos existentes no mercado é elevado, apresentado valores próximos das dezenas de milhares de euros, o desafio de desenvolver um projeto de igual desempenho e a um preço consideravelmente mais competitivo foi também uma motivação.

1.2 Objetivo

O trabalho a desenvolver nesta dissertação prevê a implementação e teste de vários métodos de controlo de motores DC e análise de dados num gerador, permitindo estudar o comportamento do sistema e o desempenho dos métodos de controlo que melhor se adequam ao mesmo.

Todo o sistema deve ser alimentado através de uma fonte de alimentação a ser desenvolvida neste trabalho, devendo o sistema ser ligado diretamente aos 230 V/AC da rede pública de energia.

Para o cumprimento dos objetivos procedeu-se aos seguintes passos:

- Estudo do *hardware* disponível para a realização do projeto.
- Desenvolvimento de uma Placa de Circuito Impresso (PCB) capaz de alimentar e controlar o motor.
- Desenvolvimento de sensores de tensão e corrente ligados no gerador e ainda incorporação de um sensor ótico juntamente com um disco ranhurado para a medição da velocidade angular.

- Integração de todos os sensores na PCB.
- Criação de uma outra PCB para interação com o utilizador (LCD e botões).
- Programação de um PIC32 para tratamento de dados e interface com o utilizador e sistema a controlar.
- Desenvolver e implementar funções para comunicação entre utilizador e o sistema, fazendo uso do MATLAB.
- Testes e validações.

1.3 Estrutura da dissertação

Esta dissertação está dividida em sete capítulos, apresentados da seguinte forma:

- **Capítulo 1:** Uma introdução, a motivação e os objetivos desta dissertação.
- **Capítulo 2:** Os conhecimentos fundamentais do funcionamento de um motor e de um gerador DC. Neste capítulo também consta uma breve explicação de alguns conceitos de teoria de controlo, assim como formas de controlar um motor DC.

Uma explicação teórica dos conhecimentos de eletrónica que serviram como base para uma melhor perceção do funcionamento e desenvolvimento deste projeto estão igualmente descritos neste capítulo.

- **Capítulo 3:** A plataforma de ensaio do motor, isto é, arquitetura considerada na construção da plataforma do grupo motor-gerador. Uma breve explicação relativamente ao acoplamento do motor e do gerador, assim como do sensor de velocidade angular e projeto da caixa que integra todo o sistema está descritos neste capítulo.
- **Capítulo 4:** Detalhe dos cálculos e o projeto da PCB que alimenta e controla todo o sistema.
- **Capítulo 5:** A explicação do desenvolvimento do *software*.
- **Capítulo 6:** Os testes e validações do funcionamento de todo o sistema.

- **Capítulo 7:** As conclusões do projeto assim como propostas de trabalho futuro a serem aplicadas nesta dissertação.

Capítulo 2

Conceitos Fundamentais

Neste capítulo são descritos os conceitos teóricos para uma melhor percepção do que foi desenvolvido nesta dissertação.

2.1 Motores Elétricos

Em meados do século XIX, o professor dinamarquês Hans Christian Oersted verificou que uma agulha magnética de uma bússola perdia a sua orientação quando se aproximava de um condutor atravessado por uma corrente elétrica, o que lhe permitiu conceber uma relação entre o magnetismo e a eletricidade, sendo que esta relação impulsionou de alguma forma o aparecimento de motores elétricos [3].

O surgimento das primeiras máquinas capazes de converter energia mecânica em energia elétrica resulta dos estudos aprofundados da indução eletromagnética desenvolvidos por Michael Faraday e Joseph Henry. Estas máquinas, denominadas geradores, foram aperfeiçoadas por Zenobe Gramme e Werner Siemens que incorporaram na sua concepção um comutador mecânico ou coletor, inventado por William Sturgeon. A nova máquina de corrente contínua apresentava grandes vantagens comparativamente à máquina a vapor, mas, a sua produção ainda apresentava um custo elevado, de tal forma que muitos cientistas como Nikolas Tesla ou Galileu Ferraris focaram-se na produção de motores elétricos de baixo custo, de maior robustez e de menor custo de manutenção. No entanto os comutadores utilizados eram dispendiosos e apresentavam alguma vulnerabilidade em serviço [4].

Em 1885 Galileu Ferraris apresenta o primeiro motor de corrente alternada de duas fases

e Tesla em 1887 apresenta um pequeno protótipo de motor de indução bifásico com um rotor (ou vulgarmente conhecido como armadura) em curto-circuito [4].

Outro cientista importante no desenvolvimento de motores elétricos foi Dobrowolsky que, em 1889, apresenta o primeiro pedido de patente de um motor trifásico com rotor de gaiola. Este motor tinha uma potência de 80 *Watts*, um rendimento aproximado de 80% em relação à potência consumida bem como um elevado binário de arranque. Dobrowolsky desenvolveu também, em 1891, a primeira produção em série de motores assíncronos, nas potências de 0.4 a 7.5 kW [5].

Um dos grandes contributos para o desenvolvimento de motores elétricos foi a invenção da lâmpada elétrica assim como o desenvolvimento dos sistemas de produção e distribuição de corrente elétrica.

Atualmente há a necessidade, por parte das aplicações, que os motores funcionem com uma velocidade variável, como é o caso de sistemas de propulsão elétrica, bombas, ventoinhas, servos, robôs, elevadores, antenas, entre outros, pelo que a existência de sistemas de variação de velocidade é inquestionável. A introdução de mecanismos de variação de velocidade veio permitir um aumento de produtividade com a automatização dos processos de produção industrial.

Em 2006 o consumo anual de energia elétrica através de *drivers* de motores usados em equipamentos industriais, comerciais, residenciais e de transporte, rondava os 1431 mil milhões kilowatts/hora só nos Estados Unidos da América. Este montante representava cerca de 38.4% de energia elétrica consumida naquele ano e naquele país [6].

No setor industrial, os motores são usados por bombas de accionamento, compressores, maquinaria, transportadores e outros materiais para processamento e manutenção de equipamento. No setor comercial os motores são encontrados em aplicações de ventilação ou fornecimento de ar, compressores de refrigeração, bombas de água, entre outras. Os motores são usados nas residências para aplicações de, por exemplo, ar-condicionado [6].

A poupança de energia por parte de motores elétricos apresenta grandes vantagens quer ao nível ambiental, conservando os recursos naturais existentes e reduzindo a poluição atmosférica, quer ao nível financeiro permitindo obter grandes poupanças.

2.2 Motores DC

Um motor DC é uma máquina elétrica que converte energia elétrica em energia mecânica.

Os motores DC convencionais possuem dois elementos principais que permitem o seu funcionamento: o estator e o rotor, também conhecido como armadura, como se pode observar na figura 2.1.

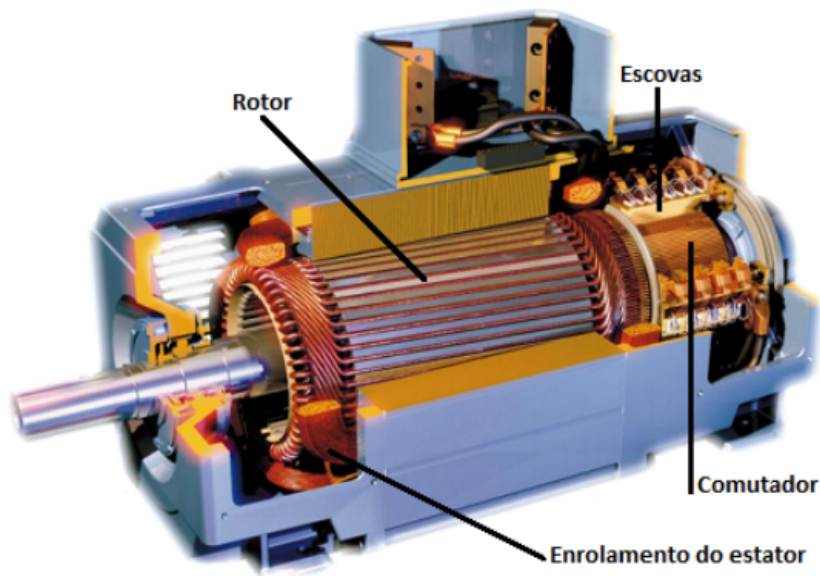


Figura 2.1: Principais componentes de um motor DC [7].

A armadura tem a ela associada um importante elemento, denominado comutador. A função do comutador é comutar entre os enrolamentos do rotor, colocando apenas um destes a ser percorrido por corrente (aquele que leva a um fluxo magnético em oposição ao fluxo magnético gerado pelo estator). A rotação do rotor é feita pela repulsão entre os fluxos magnéticos em oposição produzidos pelos enrolamentos, que gera o binário do motor.

O fornecimento de energia ao induzido é realizado com recurso a escovas (componente responsável por transmitir corrente elétrica de um ponto fixo para um ponto em movimento). Estas são normalmente construídas em grafite e estão sempre em contacto com o comutador. Por sua vez, o gerador realiza exatamente o inverso do motor, transformando a energia mecânica em energia elétrica. Neste caso uma força mecânica (produzida pelo motor e ligado através de um eixo ao gerador) faz girar o eixo do íman alternando os pólos e gerando energia

na espira por indução magnética. No caso desta dissertação o motor DC e o gerador DC são exatamente iguais mantendo as características de um em relação ao outro.

2.3 Sistemas de Controlo

Sistemas de Controlo são frequentemente utilizados no quotidiano. A ideia de controlo está diretamente ligada à atividade humana. O próprio ser humano efetua ações que envolvem operações de controlo, por exemplo, a condução de um carro. Através dos estímulos gerados pelos nossos sentidos, neste caso a visão, audição e tacto, o cérebro consegue manusear de uma forma controlada um automóvel. Jamais conseguiríamos controlar um carro de olhos fechados ou sem sensibilidade. Um sistema de controlo é, então, um conjunto de componentes que visa impor um determinado comportamento num sistema físico em consideração, isto é, comandar, controlar e otimizar o desempenho.

Existem várias técnicas de representação de sistemas, sendo a mais utilizada no campo das engenharias a dos diagrama de blocos. Pode reduzir-se à forma elementar representada na figura 2.2, escrevendo no interior do retângulo a expressão matemática que constitui o modelo do sistema. As setas à esquerda de cada retângulo identificam as entradas para essas expressões matemáticas e as setas à direita as saídas.

2.3.1 Evolução histórica dos sistemas de controlo

Os primeiros exemplos de sistemas de controlo remontam a centenas de anos antes de Cristo, como é o caso de aberturas de portas ou regas automáticas [8].

O aparecimento do primeiro regulador de velocidade de rotação de um motor, inventado por James Watt, marca o início da aplicação de sistemas de controlo automático, que se definem como sistemas construídos pelo homem mas que operam sem a sua intervenção. Este caso concreto é um regulador de velocidade, que ainda hoje é utilizado, que garante uma velocidade aproximadamente constante de veios mecânicos através da variação da potência da máquina motriz [8].

Com a necessidade de um conhecimento detalhado de sistemas automáticos surgem os primeiros estudos com equações diferenciais desenvolvidas por Maxwell, que permitiram ter as bases teóricas que fundamentam o comportamento dos sistemas automáticos realimentados,

semelhantes ao regulador de Watt [8].

A maior evolução da teoria dos sistemas de controlo surge nos anos de 1920/1930 impulsionada pela expansão das telecomunicações e eletrónica. Durante esta década Heaviside, baseado nos trabalhos realizados por Laplace e Fourier, desenvolveu ferramentas matemáticas que se destinavam à análise do domínio em frequência. É inclusivamente nos anos de 1930 que são apresentados estudos acerca da estabilidade dos sistemas por parte de Nyquist [8].

Durante a segunda guerra mundial e com o aparecimento de novas tecnologias, como pilotagem automática de aviões, sistemas de radar e comando do fogo antiaéreo, assiste-se a um extraordinário desenvolvimento da teoria de controlo, utilizando técnicas do domínio da frequência, como é o caso dos diagramas de Bode.

Em 1950 aparecem os primeiros estudos acerca do método do lugar das raízes que ainda hoje é utilizado para a maioria dos projetos de controladores industriais.

Em 1960 os programas espaciais implicaram um desenvolvimento das técnicas de optimização, técnicas de espaço de estados e de controlo digital. Com o aparecimento dos microprocessadores em 1970, foi possível ter um fácil acesso a tecnologias que permitam testar e controlar sistemas, como é o caso de microcontroladores, de uma forma fácil e económica [8].

2.3.2 Controlo em malha aberta

Um sistema de malha aberta é caracterizado pela independência da entrada do sistema a controlar em relação à saída, isto é, a entrada de um sistema não é de maneira nenhuma afetada pela saída do mesmo.

Um bom exemplo de um sistema de malha aberta (ou não realimentado), é o caso de um jogador de futebol chuta a bola com o objetivo de marcar golo, e a partir do momento que a chuta, nunca mais poderá ajustar a sua trajetória e otimizá-la de acordo com o objetivo.

A figura 2.2 é um exemplo de um esquema de um sistema de controlo de malha aberta. Como se pode reparar, não há realimentação que permita que o sinal de entrada seja alterado pelo sinal de saída.

Um sistema de controlo em malha aberta apresenta graves inconvenientes em termos de optimização, e é, em muitos casos, uma implementação praticamente impossível, porque a maioria dos sistemas requerem compensações devido a perturbações externas, tornando impossível compensar essas mesmas perturbações e otimizar o sistema.



Figura 2.2: Diagrama de blocos de um sistema

Verifica-se que caso as condições do sistema a controlar variem, este será incapaz de se ajustar e otimizar o sinal de saída de acordo com o pretendido.

2.3.3 Controlo em malha fechada

Os problemas apresentados no controlo em malha aberta podem ser facilmente corrigidos recorrendo a um esquema de controlo onde o sinal de saída ou um sinal função deste, possa ser comparado com o sinal que se pretende atingir (sinal de entrada ou de referência) e assim poder ajustar às necessidades colmatando as possíveis falhas que possam surgir na saída.

Designa-se assim, um sistema de controlo em malha fechada ou realimentado, aquele sistema cujo sinal de saída ou uma função do mesmo é adicionado algebricamente ao sinal de entrada ou referência com a finalidade de gerar um novo sinal de controlo.

No exemplo da figura 2.3 a realimentação é feita através de uma função denominada unidade de realimentação. Este bloco deverá ajustar o sinal de saída do sistema de modo a poder ser adicionado algebricamente ao sinal de entrada do mesmo, isto é, o sinal de saída passa a ser a entrada de realimentação, que depois de tratado irá ser adicionado algebricamente na entrada do sistema. Um caso simples do uso de uma função na realimentação é por exemplo o controlo de um motor DC em que a saída pretendida é a velocidade de rotação do mesmo. Para que seja possível a adição do sinal de erro ao sinal de entrada, estes devem ter a mesma grandeza, isto é, ambos têm de ser valores de tensão. Para tal, uma unidade de realimentação deverá ser capaz de traduzir as rotações por minuto em tensão elétrica para posteriormente ser adicionada à entrada e se fazer o devido ajuste. A esta unidade de realimentação, responsável por converter uma grandeza um sinal físico num outro, dá-se o nome de transdutor.

A grande desvantagem dos sistemas realimentados é a possibilidade que estes têm em gerar instabilidade muitas vezes associada à largura de banda de operação, que por vezes, pode levar à danificação do sistema. No entanto, estes, fazendo uso da realimentação negativa, melhoram significativamente a precisão do sistema em relação ao valor desejado e para além disso, e a grande vantagem é a imunidade que estes tipo de sistemas apresentam relativamente a perturbações externas.

O sinal de erro é obtido pela subtração do sinal de referência com o sinal realimentado. Caso este seja de valor zero, indicia que o sinal de saída corresponde exatamente com o pretendido, caso contrário, o sinal de erro deverá ser tratado pelo controlador e entrar no processo a controlar de forma a reduzir a diferença entre o sinal de entrada e o sinal de saída.



Figura 2.3: Sistema de controlo em malha fechada

2.3.4 Controladores elementares

Este subcapítulo introduz um conceito geral de alguns controladores elementares.

Controladores *ON-OFF*

O controlador *ON-OFF* é provavelmente o tipo de controlador mais fácil de implementar sendo, no entanto, muito limitado.

O sinal de entrada de um controlador *ON-OFF* é aplicado na entrada de um comparador cuja saída atua diretamente na entrada de um sistema. O sinal de controlo, $u(t)$, pode apenas assumir dois valores: se erro for positivo ou igual a zero ou se o erro for negativo.

Assumindo que o controlador não tem histerese (o nível de decisão é zero), para melhor se perceber:

$$u(t) = \begin{cases} u_{max} & \text{se } e(t) \geq 0 \\ u_{min} & \text{se } e(t) < 0 \end{cases}$$

Se o erro for negativo, significa que a saída é superior ao sinal de entrada, logo o sinal de controlo tomará o valor mínimo. Caso o sinal de erro seja positivo ou igual a zero, o sinal de saída é inferior ao sinal de entrada, o que leva o sinal de controlo a tomar o valor máximo.

Este tipo de controladores pode ser encontrado em termostatos de um sistema de aquecimento, num refrigerador doméstico ou em aplicações industriais não críticas.

Controlador Proporcional

Para um sistema em que o valor do sinal de controlo é proporcional ao valor do erro do sistema, estamos perante um tipo de controlador proporcional. Este tipo de controlador vem colmatar algumas das lacunas apresentadas pelo controlador ON-OFF, nomeadamente a capacidade que este tem em combater as oscilações presentes no controlador ON-OFF através de um controlador proporcional com um ganho K_p reduzido para baixos valores do erro. Pode-se dizer que o controlador proporcional tem um comportamento equiparado a um amplificador/atenuador.

$$u(t) = K_c e(t) \quad (2.1)$$

Um esquema elucidativo do esquema de um controlador proporcional é mostrado na figura 2.4.

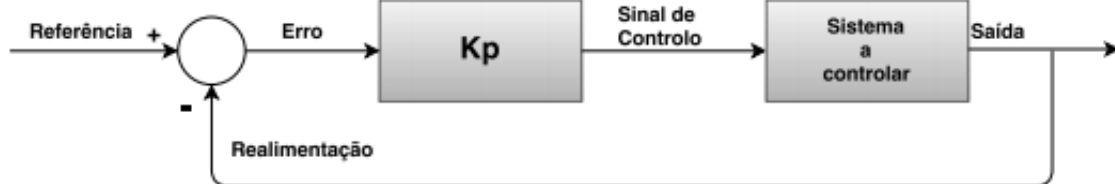


Figura 2.4: Diagrama de um controlador proporcional

A desvantagem do controlador proporcional é que em sistemas realimentados a entrada do controlador é o sinal de erro e este, à medida que a saída se aproxima do valor esperado, o sinal de erro começa a diminuir e no caso do controlador proporcional haverá um ponto em

que o erro por menor que seja, será tão pequeno que não produzirá uma saída capaz de ativar o atuador. Neste caso o sistema irá estagnar mesmo sem ter atingindo o valor do *set point* (ou *target*), permanecendo um erro sempre constante. Resumindo, o controlador proporcional não elimina o erro em regime estacionário.

Controlador Proporcional-Derivativo ou PD

Um controlador proporcional-derivativo faz uso das propriedades do controlador proporcional e do controlador derivativo. O controlador derivativo é um bloco cuja saída é proporcional à taxa de variação do erro, isto é, se o erro estiver a variar muito rápido ele atua fortemente com o objetivo de minimizar ou eliminar esta variação sinal de erro. No entanto, caso o erro seja grande mas varie pouco, o sinal do controlador derivativo será baixo e o do controlador proporcional irá atuar fortemente [8].

A componente derivativa complementa a componente proporcional na medida em que torna o controlador PD altamente sensível à taxa da variação do erro permitindo correções antes de este ser elevado.

A estrutura básica do controlador PD é dada por:

$$u(t) = u(0) + K_c(e(t) + T_d \frac{de(t)}{dt}) \quad (2.2)$$

Como:

$$e(t + T_d) \approx e(t) + T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (2.3)$$

Então:

$$u(t) \approx K_c e(t + T_d) \quad (2.4)$$

A "predição" é feita extrapolando o valor do erro pela reta tangente à curva do erro no instante pretendido

Esta ação preditiva tende a aumentar a estabilidade relativa do sistema e a tornar a resposta transitória do mesmo mais rápida.

Controlador Proporcional-Integrador ou PI

O Controlador Integral ou PI baseia-se numa junção do comportamento do controlador proporcional com uma ação integradora. Esta ação tem como principal função acionar o atu-

ador quando o erro é reduzido, complementando assim o problema do controlador derivativo [8].

Enquanto o erro do sistema for grande, o bloco proporcional que está presente no controlador PI irá influenciar mais que o bloco de integração, mas assim que a saída do sistema se aproxima do valor esperado, a influência do bloco integrador sobrepõe-se ao bloco proporcional, garantindo que, mesmo com um erro próximo de zero, o actuador actua sobre o sistema fazendo com que o sinal à saída seja exatamente o esperado, eliminando assim o erro em regime estacionário.

Os ajustes do ganho da componente integradora são feitos através de simulações e consequentemente adaptações. Obviamente, quanto maior for o ganho da componente integradora, maior será o rigor aplicado ao sistema, mas um bloco de ganho integrador demasiado elevado poderá levar o sistema à instabilidade.

À medida que se aumenta o ganho integrador do controlador este vai tornar a resposta do sistema mas lenta sendo que este é uma das desvantagens deste tipo de controlador.

O sinal de controlo de um controlador PI é dado por:

$$u(t) = K_p(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\epsilon) d\epsilon) \quad (2.5)$$

A figura 2.5 mostra um diagrama de um controlador PI.

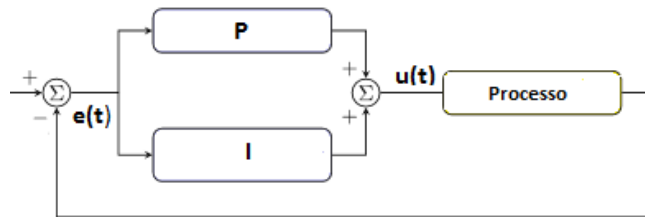


Figura 2.5: Diagrama de um controlador Proporcional-Integrador

Controlador Proporcional-Integrador-Derivativo ou PID

O controlador Proporcional-Integrador-Derivativo ou PID é o tipo de controlador mais utilizado na indústria, pois este garante robustez para uma grande variedade de condições de funcionamento, simplicidade funcional e é composto por três componentes ajustáveis (proporcional, integrador e derivativo).

Este controlador é usado com o intuito de melhorar o seguimento da referência e/ou rejeição de perturbações e melhorar a resposta transitória ou estabilidade relativa.

A grande desvantagem do controlador PID é a dificuldade que o utilizador tem em ajustar o controlador, sendo necessário ajustar três ganhos (o ganho proporcional, o derivativo e o integrador). A combinação dos três ganhos irá ditar o comportamento do sistema, se por exemplo será oscilatório ou não e se é rápido ou lento.

O ajuste dos parâmetros é feito por modelações e simulações, onde se tem em conta o desempenho do sistema (máxima sobrelevação, tempo de resposta, erro do sistema em regime estacionário, etc).

No domínio do tempo, a expressão do sinal de controlo, $u(t)$ de um controlador PID, é dada por:

$$u(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (2.6)$$

A figura 2.6 apresenta um sistema a ser controlador por um controlador PID.

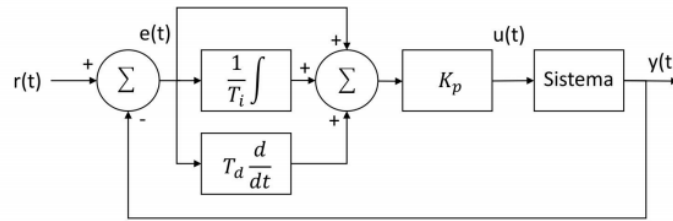


Figura 2.6: Esquemático de um controlador Proporcional-Integrador-Derivativo

2.4 Técnicas de atuação de um motor DC

Existem inúmeras técnicas de controlo de motores DC, nesta dissertação serão apresentadas duas das mais utilizadas, sendo que uma delas foi a desenvolvida no projeto.

2.4.1 Ponte H

O circuito ponte H é dos circuitos mais utilizados para fazer a atuação de um motor DC. Este circuito permite que o motor rode nos dois sentidos dependendo do sentido do fluxo de corrente que o percorre.

Na figura 2.7 está representado um esquema do circuito de atuação do Ponte H. As entradas A e B podem ser controlados por um microcontrolador.

Quando a A é aplicada uma entrada positiva (nível lógico "1" no respetivo controlador e a B uma tensão negativa (entrada "0" no respetivo controlador), Q3 corta e permite que a corrente flua pelo motor da esquerda para a direita. . Similarmente, quando B se encontra a "1" e A a "0", advém o corte de Q4 e consequentemente a corrente flui pelo motor da direita para a esquerda, isto é do ponto 7 para o ponto 4, rodando o motor no sentido contrário ao anteriormente explicado.[1]

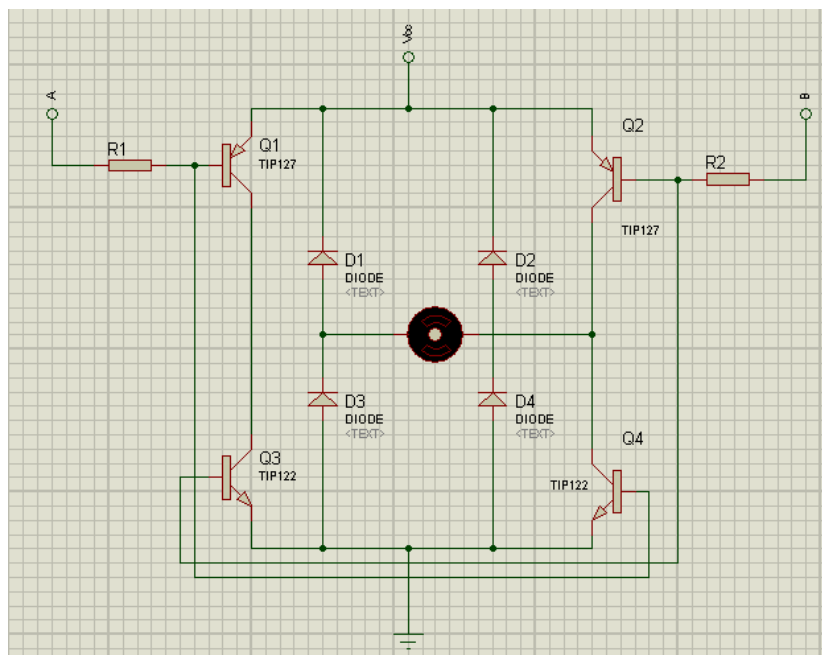


Figura 2.7: Esquemático de um circuito Ponte H.

Na tabela 2.1 é possível observar qual será o movimento do motor de acordo com as entradas A e B.

A	B	Movimento do motor
0	0	parado
0	1	sentido dos ponteiros do relógio
1	0	sentido inverso dos ponteiros do relógio

Tabela 2.1: Tabela lógica de uma Ponte H controlada com um microcontrolador

Os transístores devem ser de potência para que suportem correntes de pico elevadas exigidas pelo motor no arranque.

Os díodos são usados para proteger o circuito de forma a que grandes valores de corrente que saem do motor, quando este muda repentinamente de direção, não danifiquem os restantes componentes, nomeadamente os transístores.

No circuito apresentado na figura 2.7 os transístores de potência eram ativados através de uma queda de tensão numa resistência de $1\text{ k}\Omega$, no entanto a corrente de polarização (I_b) não era apreciável o que implicaria que menos corrente fosse entregue ao motor DC (a corrente do emissor e a corrente de base num transístor relacionam-se proporcionalmente)[9]. De maneira a resolver este problema, são usados transístores com alto valor de ganho em corrente, por exemplo os transístores QN2222, e assim consegue-se fornecer uma corrente significativa aos transístores [1].

O pulso positivo gerado pelo microcontrolador ativa os transístores Q5 e Q6 (ver figura 2.8) e polariza os transístores de potência.

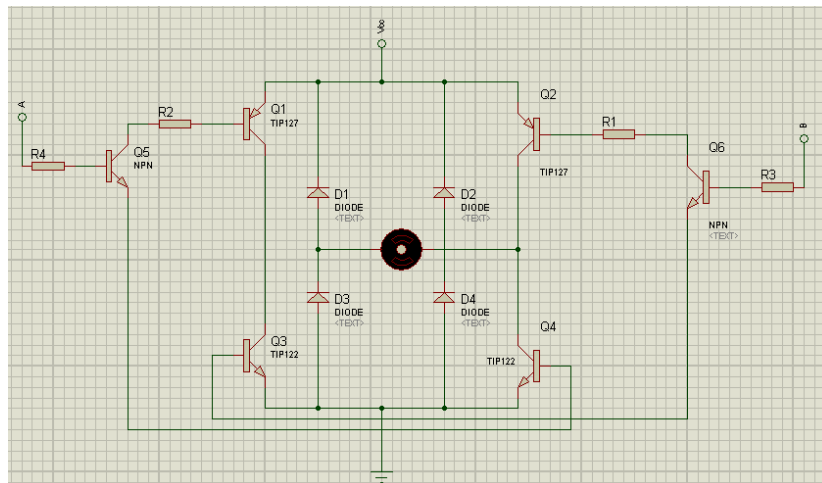


Figura 2.8: Esquemático de um circuito Ponte H robusto.

Outra alteração verificável demonstrada na figura 2.8 é a substituição dos transístores de potência BD140 e BD139 por transístores Darlington (TIP127 no caso de PNP e TIP122 no caso de NPN). Este tipo de transístores são os mais utilizados quando o ganho em corrente é necessário. Na figura 2.9 é possível observar o esquemático de um transístor Darlington.



Figura 2.9: Transistor de Darlington NPN e PNP à esquerda e à direita respetivamente

O ganho em corrente deste tipo de transístores é igual a multiplicação do ganho de cada um, isto é, $\beta_t \approx \beta_1 \cdot \beta_2$.

2.4.2 Controlo de motor DC por Pulse Wave Modulation (PWM)

Um método simples de controlo da rotação de um motor DC é controlar a tensão nele aplicado, sendo que a velocidade de rotação é proporcional à tensão aplicada.

Na maioria dos sistemas que se faz uso do controlo por PWM a frequência de trabalho é limitada por um microcontrolador sendo que o próprio método funciona bem para tensões limitadas e que não excedam a capacidade do microcontrolador que a produz. Isto é importante ter em conta, porque permite estabelecer uma relação entre um sistema passa-baixo, como é o caso do controlo de um motor DC, e este método. Idealmente este método comporta-se melhor para baixas frequências do que para frequências elevadas (na ordem dos GHz).

O tempo em que o sinal de saída digital do microcontrolador está a "1" ou "0" é denominado como *duty-cycle* e é medido em percentagem, sendo que essa percentagem é dada pela relação em que o sinal está a "1" e o período de amostragem desse sinal. Este sinal é enviado para o motor e este quanto maior for o valor do *duty-cycle* maior velocidade de rotação atingirá (se for alimentado apenas com tensão positiva).

2.5 Fonte de tensão

O objetivo de uma fonte de tensão linear é fornecer à saída da mesma uma tensão DC capaz de alimentar a carga pretendida independentemente da corrente que esta exija.

Uma fonte de tensão é constituída por um transformador, um bloco de retificação e fil-

tagem, um regulador de tensão e uma carga. Na figura 2.10 pode-se observar os blocos principais que constituem uma fonte de alimentação e qual o aspecto do sinal à saída dos mesmos.

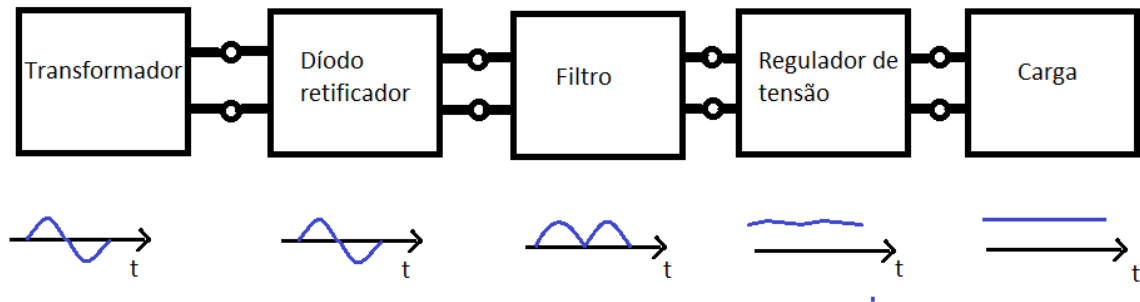


Figura 2.10: Diagrama de blocos de uma fonte de alimentação.

É observável na figura 2.10 que na saída do filtro ainda estão presentes pequenas oscilações que são colmatadas pelo regulador de tensão, permitindo assim à saída deste bloco ter uma tensão completamente estabilizada e com o valor que era pretendido.

2.6 Amplificador de potência Classe AB

Com o intuito de fornecer uma tensão e uma corrente adequada ao motor, é desenvolvido nesta dissertação um amplificador de potência Classe AB.

Um amplificador de potência deve ter como principais características fornecer potência a uma carga, com baixas perdas e boa linearidade. Para que isto resulte e que seja obtida uma boa eficiência, deve-se garantir um mínimo de potência dissipada nos transístores do andar de saída. A potência dissipada associa-se ao aumento de temperatura que, caso exceda uma faixa entre os 150°C e os 200°C , os transístores danificar-se-ão[10].

O amplificador em classe AB é uma junção do amplificador em classe A com o amplificador em classe B, tentando tirar o que de melhor estes dos tipos de amplificadores têm. Por um lado o amplificador do tipo A consegue conduzir durante todo o ciclo do sinal de entrada, tendo um ângulo de condução de 360° , mas requer estar sempre em condução e como tal o

seu consumo de potência é grande. Por outro lado, o classe B apenas conduz durante metade do ciclo da sinusóide de entrada, resultando num ângulo de 180° , mas o transistor de saída é polarizado com uma corrente DC nula enquanto o do tipo A é polarizado com uma corrente I_C maior do que a amplitude do sinal de corrente de entrada. Sendo assim o amplificador em classe B é mais rentável em termos de eficiência apesar de serem notáveis os efeitos de *crossover*.

O amplificador em classe AB consegue que os transistores à saída sejam polarizados com correntes ligeiramente acima do nulo e conduzir nos dois semi-ciclos (embora que num deles seja num curto período de tempo) do sinal de entrada.

O andar de saída é composto por um transistor de potência NPN e outro PNP, sendo que a carga é ligada a ambos os emissores destes transistores, para que, caso o sinal de controlo seja positivo o andar de potência fornecerá corrente à carga (*push*), caso contrário será O transistor PNP a fornecer a corrente ao amplificador (*pull*.)

A presença de dois transistores na saída permite, juntamente com o circuito de polarização, eliminar os efeitos de *crossover* pois, ambos estarão a conduzir e à medida que a tensão de saída aumenta ou diminui um dos transistores, de uma forma gradual e suave, conduzirá mais do que outro até um deles cortar.

Na figura 2.11 é apresentado um exemplo de um esquemático de um andar classe AB *push-pull*.

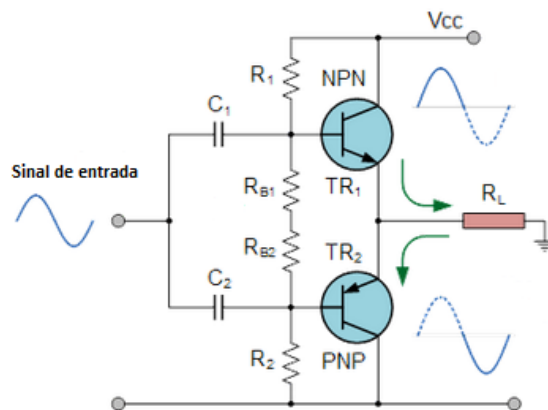


Figura 2.11: Exemplo de andar classe AB *push-pull*.

Capítulo 3

Plataforma do Grupo Motor-Gerador

Com o intuito de testar diversos algoritmos de controlo foi desenvolvida uma plataforma de ensaio cujo esquema global pode ser analisado na figura 3.1.

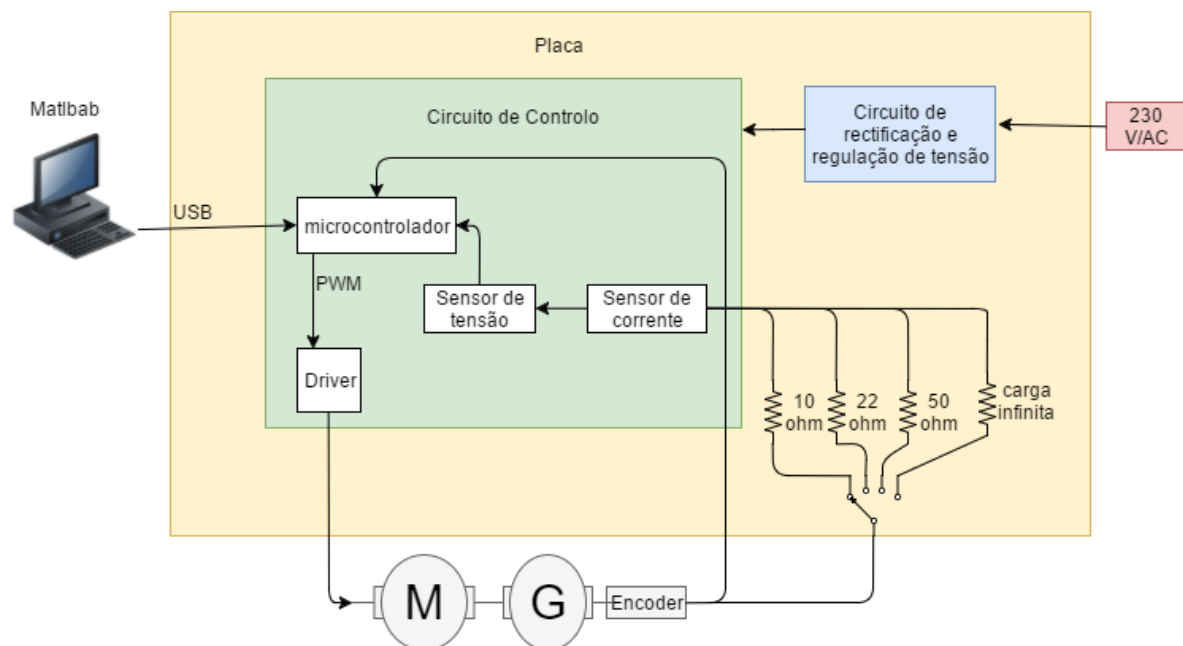


Figura 3.1: Diagrama de blocos do sistema implementado.

Como ilustra a figura há quatro possibilidades de cargas que podem ser aplicadas no gerador 10 Ω , 22 Ω , 50 Ω e carga infinita. Um encoder ótico é acoplado no gerador de

maneira a calcular a velocidade de rotação do grupo motor-gerador. Todos os dados são enviados para um PIC32 que depois comunica com o utilizador através de uma ligação USB. Por sua vez, o utilizador atua no motor como entender aplicando-lhe um sinal de controlo que passa por um driver capaz de fornecer a tensão e corrente ao motor para que este trabalhe adequadamente.

3.1 Montagem Mecânica

Mecanicamente este sistema é composto por um motor DC, um gerador DC de iguais características ao motor DC, um eixo de acoplamento mecânico, um disco de inércia, um disco ranhurado e devidamente posicionado de maneira a que um circuito emissor de luz comunique com um circuito detetor de luz entre as ranhuras (gerando um sinal quadrático) e ainda dois interruptores mecânicos responsáveis pela seleção da carga que se pretende aplicar ao gerador, podendo seleccionar uma carga de valor igual a 10, 22, 50 Ω ou em circuito aberto.

O motor DC admite uma tensão de entrada que pode variar entre ± 15 V/DC.

Os eixos de acoplamento do motor ao gerador e do gerador ao disco ranhurado foram feitos através de uma impressora 3D.

O disco de inércia é um disco de metal metal, conferindo ao sistema um significativo momento de inércia, responsável por evitar uma reação imediata por parte do grupo motor-gerador, podendo assim ser observável o sistema em regime transitório. Este encontra-se a uma distância de aproximadamente 1.5 mm tanto do gerador como do motor e está posicionado sobre o eixo de acoplamento entre motor e o gerador.

O suporte físico do sistema foi também concebido numa impressora 3D assim como o suporte para o sensor ótico, como se pode ver na figura 3.2.

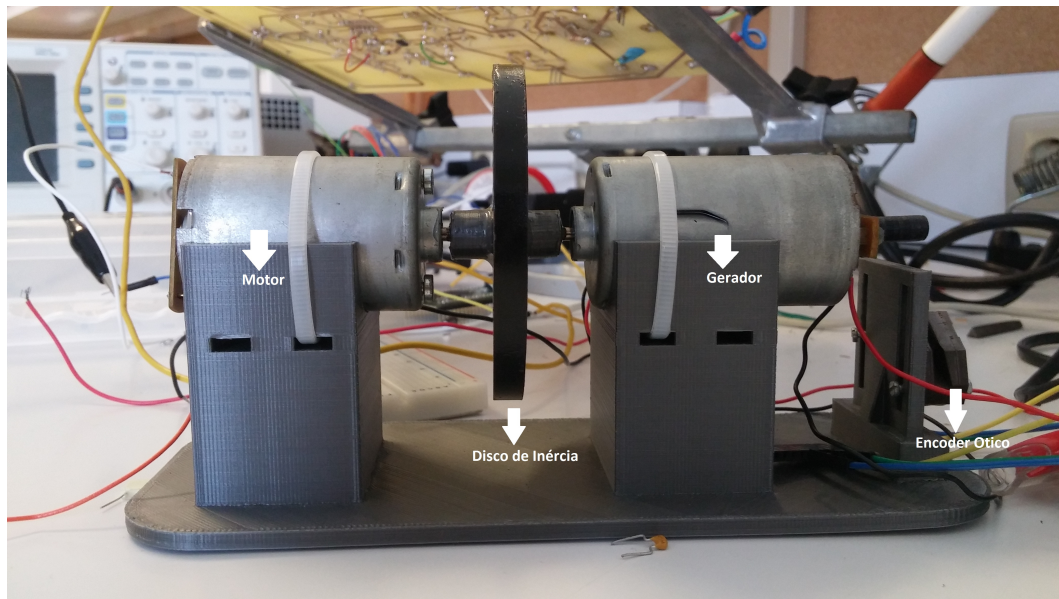


Figura 3.2: Suporte físico do motor e do sensor óptico.

3.2 Eletrónica de medida

Para uma devida interação utilizador-máquina foi necessário desenvolver eletrónica para a alimentação e controlo dos motores, controlo da carga do gerador, aquisição de dados (velocidade de rotação, corrente e tensão do gerador) e comunicação série com o computador.

3.2.1 Sensor de tensão

Foi desenvolvido um sensor de tensão capaz de devolver os valor de tensão que o gerador fornece à carga a cada 100 ms. Os detalhes da maneira como este sensor foi desenvolvido são apresentados no capítulo seguinte, mostrando todos os cálculos para o efeito.

O sensor de tensão mede tensões de -10V a 10V com uma precisão de duas casas decimais.

3.2.2 Sensor de corrente

O sensor de corrente foi também desenvolvido recorrendo a componentes discretos nesta dissertação e o objetivo deste é medir a corrente que o gerador fornece à carga em cada 100 ms esperando correntes entre -500 mA e 500 mA.

Inicialmente, usou-se um circuito integrado que media o valor de corrente através do

efeito de Hall, apresentando à saída um determinado valor de tensão. Este circuito foi então descartado porque apresentava uma gama de corrente de -5 A a 5 A disponibilizando à saída uma tensão entre 1 V e 3.3 V, e como os valores de corrente medidos não excedem a gama de -500 mA a 500 mA, a gama de tensão disponíveis pelo circuito integrado era demasiado reduzida o que não permitia medir diferenças na ordem dos mA, havendo então a necessidade de desenvolver um sensor de corrente.

HEDS-9000

O HEDS-9000 é um *encoder* ótico incremental que quando usado com um disco ranhurado que deteta a posição angular e a converte em dois canais de saída [11].

Através de um díodo emissor de luz (LED) que serve de fonte de luz, a luz que este emite é recolhida por um circuito detetor integrado.

O disco gira entre o emissor de luz e o detetor, bloqueando ou deixando passar a luz entre ambos. Desta forma, o sensor gera duas ondas quadradas de tensão, em quadratura, em função da passagem das ranhuras do disco. Estes dois sinais podem, depois, ser utilizados para contar o número de ranhuras, por unidade de tempo, no PIC. Para tal, liga-se um dos sinais a uma linha de interrupção externa do PIC que, quando atendida, verifica o estado do outro sinal, determinando assim o sentido de rotação. Através de uma variável interna no PIC, e de um temporizador (timer) interno, determina-se, assim, a velocidade de rotação do grupo motor-gerador

O HEDS-9000 é bastante usado em equipamentos de automação industrial pois apresenta um baixo custo e boa fiabilidade.

Na figura 3.3 podemos observar o *encoder* ótico incremental HEDS-900.

Actuação do sistema

O utilizador pode, a qualquer momento, executar um comando no MATLAB para aplicar uma tensão no motor ou ler dados do gerador.

Usando o aplicação MATLAB e executando o comando `setVoltage(x)`, sendo `x` o valor de tensão a aplicar ao motor, o utilizador poderá analisar o comportamento do motor com a devida tensão por ele seleccionada. Assim que o utilizador decide aplicar uma tensão no motor, uma sinal PWM é gerado. A relação deste sinal com a tensão a aplicar ao motor é



Figura 3.3: HEDS-9000 [11].

dada pelo duty-cycle que é imposto no sinal PWM. Se o utilizador pretende aplicar 10V ao motor então o duty-cycle do sinal PWM é de 100%, caso seja de 0V então o valor é de 50% e caso seja de -10 V então o duty-cycle será de 0%, permitindo assim que o grupo motor-gerador rode nos dois sentidos. Posteriormente este sinal passa por um filtro passa-baixo e é amplificada a potência do mesmo, de forma a servir o motor com uma tensão e corrente capaz de o fazer mover.

O utilizador tem disponível um interruptor para que lhe seja possível escolher a carga que quer aplicar ao sistema. Estas cargas têm o valor de 10, 22 e 50 Ω e é também dada a possibilidade de impor uma carga infinita ao gerador.

Capítulo 4

Projeto dos circuitos elétricos

A PCB desenvolvida tem como objetivo alimentar todo o sistema, controlá-lo e recolher todos os dados. Uma placa extra foi concebida de maneira a nela serem contidas as interfaces com o utilizador, nomeadamente o LCD e um botão, para que, de uma forma fácil, a posição dos mesmos possa ser ajustada.

4.1 Fonte de Alimentação

A fonte de alimentação tem como objetivo fornecer uma tensão adequada à alimentação de todo o sistema. Este é o bloco responsável em transformar os 220 V/AC disponibilizados pela rede em ± 15 V/DC. Foi escolhido uma alimentação de ± 15 V/DC pelo facto de os amplificadores operacionais (OPAMP), selecionados para este sistema, serem alimentados no máximo com tensões de aproximadamente ± 18 V/DC e com o intuito de fornecer no máximo este valor de tensão aos motores.

Na figura 4.1 apresenta-se o circuito da fonte de alimentação. Esta inclui um transformador 230 V/AC para 18 V/AC, dois díodos retificadores e ainda dois condensadores eletrolíticos de 10mF de 63 V. Este condensador foi obtido através da seguinte equação:

$$\Delta V = \frac{I_{max} * T}{C} \quad (4.1)$$

Seja ΔV o valor do *ripple* máximo que se obtém por um décimo do valor nominal da tensão que se pretende (18 V), vem que $\Delta V = 1.8$ V, I_{max} o valor máximo de corrente para alimentar o circuito que é de 0.5 A, T o período da onda à saída do retificador ($\frac{1}{50}$) e C a capacidade

do condensador a calcular. Resolvendo em ordem a C, $C=5.6\text{mF}$. De maneira a garantir confortavelmente o ripple máximo desejado usou-se um condensador de valor superior.

Sendo o transformador um componente dispendioso, foi aproveitado a existência de um em laboratório para a projeção da fonte de alimentação.

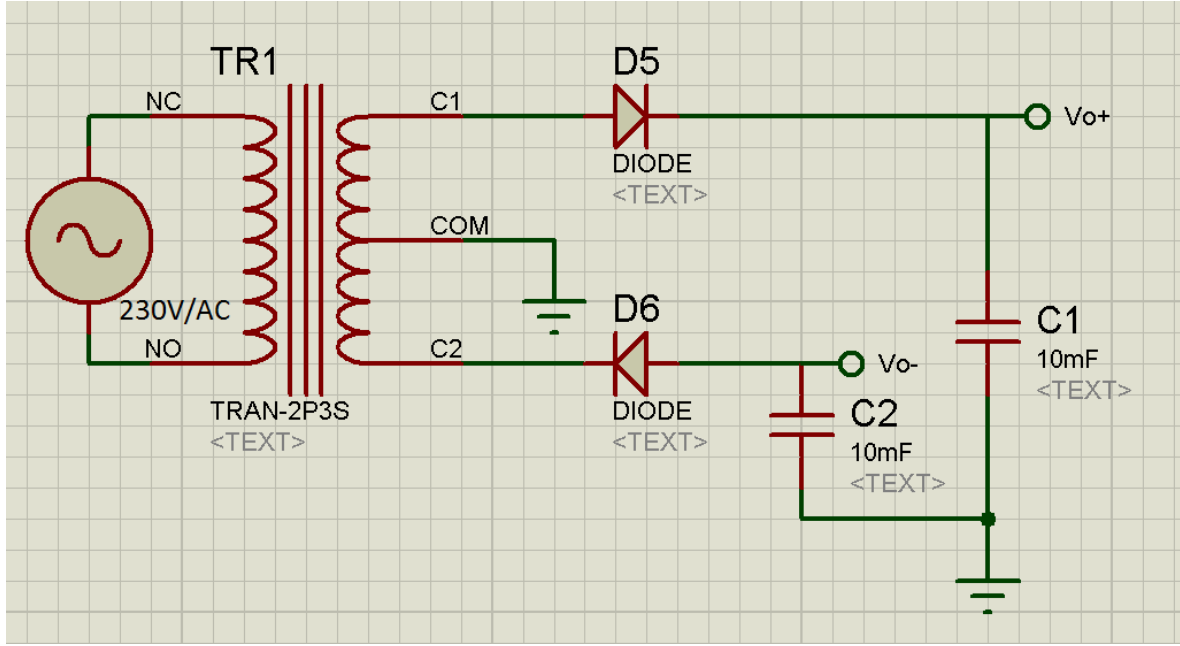


Figura 4.1: Esquemático da fonte de alimentação

O CTFCS150-18 foi o transformador utilizado para a conversão 230 V/AC para 18 V/AC, trata-se de um transformador especificado para fornecer ao sistema tensões de -18 e +18 V (valor eficaz) e correntes até 8 A. Este transformador disponibiliza duas saídas (quatro terminais). Ao conetar-se os dois terminais intermédios obteve-se o ponto de tensão de referência (massa), gerando as duas ondas de tensão, em oposição de fase, nos outros dois terminais. Apesar de o *datasheet* do transformador não especificar o número de espiras no enrolamento primário e secundário é possível calcular o rácio entre o número de espiras através da relação entre as tensões nos respetivos enrolamentos

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{N_p}{N_s} = \frac{230}{18} = 12.78 \quad (4.2)$$

A tensão de pico do enrolamento secundário (de agora em diante referido apenas como secundário) é dada por:

$$V_{sp} = V_{srms} * \sqrt{2}, \quad (4.3)$$

em que V_{rms} é a tensão eficaz do secundário. No caso desta dissertação $V_{sp} = 18 * \sqrt{2} = 25.46V$.

A figura 4.2 apresenta o transformador utilizado no projeto da fonte de tensão.



Figura 4.2: Transformador CTFCS150-18 [12].

Após a tensão ser retificada pelos díodos, utilizou-se um filtro capacitivo de modo a obter uma tensão aproximadamente constante.

Este filtro baseia-se num condensador de valor elevado que carrega no ciclo positivo da tensão de entrada e descarrega lentamente durante o ciclo negativo. Assim se obtém um sinal praticamente DC à saída do retificador de meia onda com filtro capacitivo (figura 4.3).

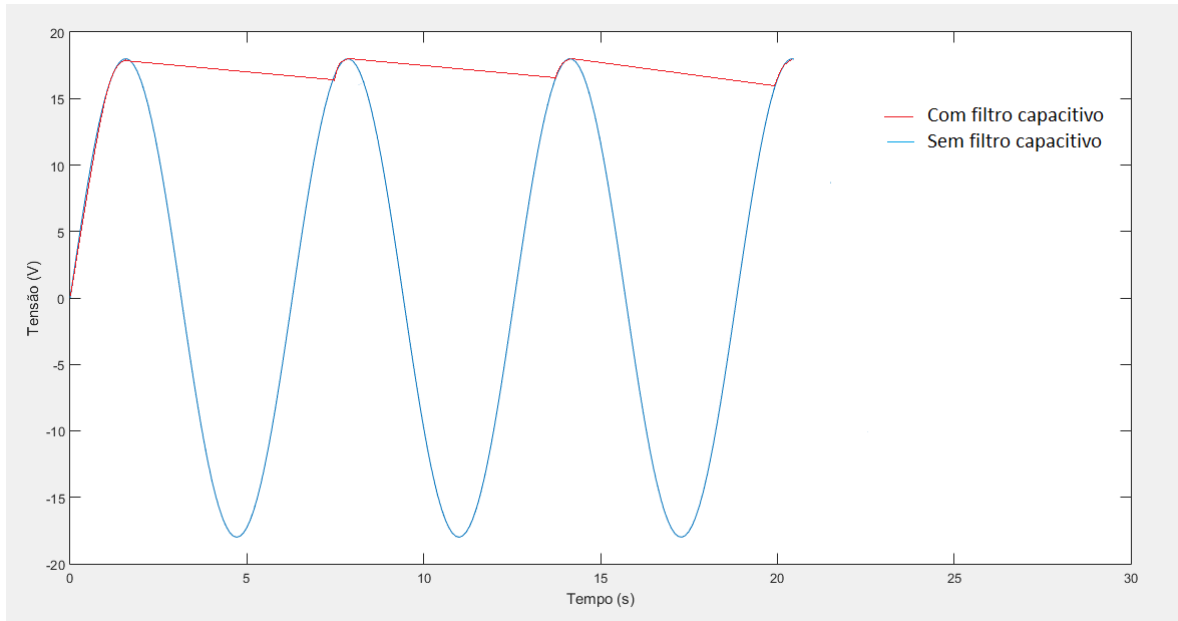


Figura 4.3: Formas de onda do retificador de meia-onda sem e com filtro capacitivo, respectivamente .

A implementação na placa em nada difere do simulado, os componentes foram exatamente os previstos na simulação e o comportamento do retificador foi o esperado.

4.2 Regulador de Tensão Positiva

Como já foi dito anteriormente, a finalidade de um regulador de tensão é manter a tensão de alimentação constante independentemente da carga que lhe é aplicada.

Na figura 4.4 está representado o circuito responsável por regular a tensão positiva que alimenta todo o sistema, que neste caso teria de fornecer uma tensão fixa de 15 V e correntes de pico de 1 A (valor obtido por experimentação).

Para que este circuito funcione corretamente é necessário que os transístores Q1 e Q2 operem na zona linear. Para tal, a tensão coletor-emissor deve ser sempre superior a V_{CE} de saturação e V_{CE} tem de ser sempre superior a 0.7V (equação 4.4 e 4.5).

$$V_{in} - V_{out} > V_{CE(sat)} \quad (4.4)$$

$$V_{CE} > 0.7 \quad (4.5)$$

Ao contrário dos transístores de sinal em que a tensão de saturação coletor-emissor é da ordem dos 0.2V, os transístores de potência (Q1) têm valores de V_{CE} de *breakdown*, tensão máxima que é admitida em V_{CE} sem que leve à rutura do transístor, da ordem das dezenas de *Volts*, entenda-se por tensão de *breakdown* a tensão máxima de V_{CE} suportada pelo transístor

A figura 4.4 apresenta o esquemático do regulador série que foi simulado e foi o circuito simulado e implementado nesta dissertação.

O transístor Q1 é um transístor com alto ganho de corrente, sendo que para o efeito foi escolhido um transístor de Darlington NPN, mais concretamente o TIP122. Este componente apresenta um elevado ganho de corrente e suporta no máximo uma tensão V_{CE} de 25 V, o que é perfeitamente aceitável tendo em conta os objetivos deste regulador.

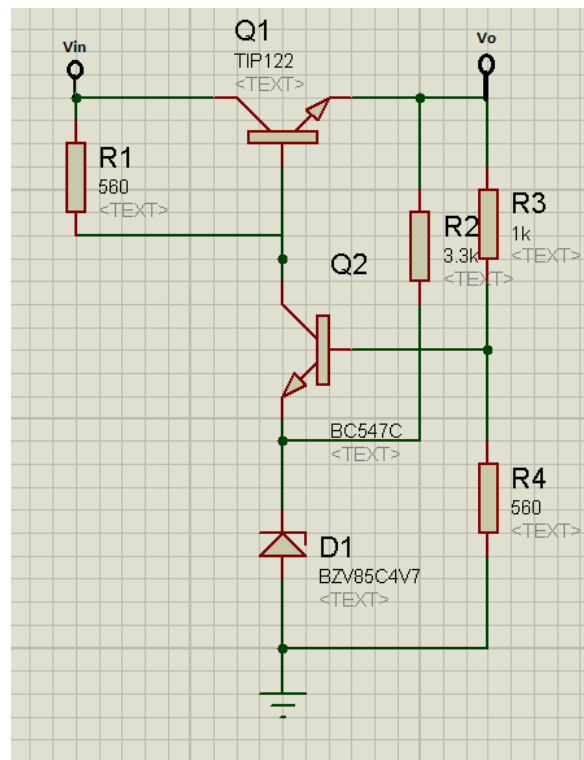


Figura 4.4: Regulador de tensão positivo.

A função do transístor Q2 (BC547C) é amplificar o erro, sendo que na base é aplicada uma amostra da tensão V_O e no emissor a tensão de referência V_{ref} . Se a tensão V_O tende a subir, a tensão base-emissor de Q2 subirá também o que provocará um aumento da corrente de base e consequentemente um aumento da corrente do coletor de Q2. Sendo que, se o oposto

acontece, isto é, se a tensão V_O diminuir, a tensão V_{BE} de Q2 diminuirá, logo a corrente de coletor também diminuirá. Uma vez que a corrente de coletor de Q2 e a corrente de base de Q1 provém ambas de R_1 , quando uma aumenta a outra diminui, assim, se V_O aumenta, a corrente de base de Q1 diminui e vice-versa. Este comportamento é a principal razão pela qual a tensão V_O é fixa e calculada através da fórmula 4.6.

$$V_O = \frac{R_3 + R_4}{R_4}(V_{ref} + V_{BE_{Q_2}}) \quad (4.6)$$

Sabendo que a tensão V_O deveria ser igual a 15 V e que a tensão do díodo do zener é 4.7 V, sabendo ainda que o $V_{BE(Q_1)}$ é aproximadamente 0.7 V vem que:

$$15 = \frac{R_3 + R_4}{R_4}5.4 \quad (4.7)$$

Para $R_3=1K \Omega$ e $R_4=560 \Omega$ facilmente se obtém uma aproximação da tensão pretendida.

O valor de R_1 é calculado de maneira a que possa fornecer uma corrente suficiente para polarizar o transístor Q2, tendo-se para tal estipulado uma corrente de 10 mA, sendo $V_{in} = 18V$ e $V_O = 15V$:

$$\frac{V_{in} - V_O + V_{BE_{Q_1}}}{0.01} = R_1 \quad (4.8)$$

Vem que $R_1 \approx 400 \Omega$, no entanto na montagem usou-se uma $R_1=560 \Omega$ pois verificou-se, na prática, que com esta se obtiveram melhores resultados.

Por fim para o cálculo de R_2 , que é responsável por polarizar o díodo zéner, estipulou-se que uma corrente de 15 mA, que são obtidos pelos 10 mA que atravessam Q2 mais 5 mA que se estipulou que passariam em R_2 , então:

$$\frac{V_O}{0.005} = R_2 \quad (4.9)$$

Com $V_O=15V$ vem que R_2 toma o valor de 3 K Ω . Porém, usou-se uma resistência de 3.3 K Ω por ser um valor disponível perto dos 3 K Ω .

4.3 Regulador de Tensão Negativa

A regulação da tensão negativa seguiu uma abordagem semelhante à da tensão positiva, sendo apresentado na figura 4.5 o circuito implementado para este efeito. Como se pode

reparar, os transístores considerados são, agora, PNP, em vez de NPN, e a posição do diodo zener encontra-se invertida, relativamente ao circuito da figura 4.4

De realçar que Q3 é o transístor de potência (TIP127) que se assemelha ao TIP122 mas é um PNP.

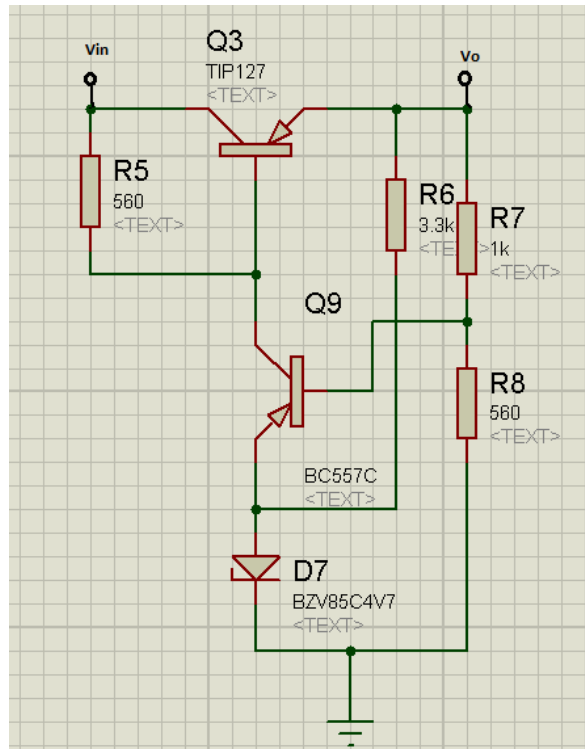


Figura 4.5: Regulador de tensão negativo.

Atendendo à simetria no valor de tensão pretendido, os valores das resistências considerados neste regulador são os mesmos do regulador de tensão positiva.

4.4 Circuito de Atuação do Motor

A tensão a aplicar ao motor é definida pelo *duty-cycle* de um sinal PWM gerado pelo microcontrolador que, posteriormente, é filtrado por um filtro passa-baixo resultando numa tensão aproximadamente constante correspondente ao valor médio do sinal PWM. No caso deste trabalho, se o *duty-cycle* for de 50% corresponderá a um sinal à saída do filtro de 1.65V, metade do valor máximo que o microcontrolador pode gerar, e consequentemente corresponderá a uma tensão de 0 V a aplicar ao motor. Caso o *duty-cycle* seja de 100% então

o sinal à saída do filtro corresponderá a 3.3 V e este sinal é amplificado de maneira a fornecer ao motor 10 V. Por fim se o *duty-cycle* for de 0% então à saída do filtro teremos 0V que corresponderá a -10 V ao motor.

Na figura 4.6 está representado o filtro passa-baixo de segunda ordem, através de R9, R10, C3 e C4 assim como o andar de amplificação representado pelo resto do circuito.

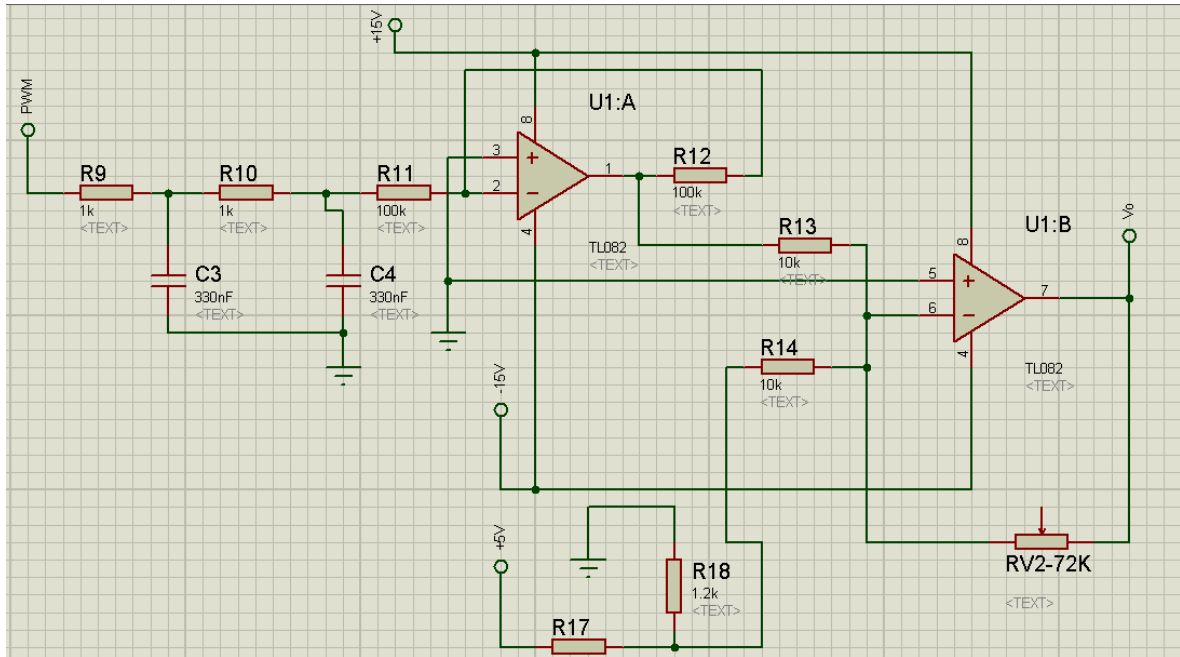


Figura 4.6: Esquemático do circuito de filtragem e amplificação do sinal PWM.

Foram necessárias alterações na implementação da PCB tendo em conta o circuito da figura 4.6, nomeadamente na simulação não estão contidos os condensadores de desacoplamento que permitiram diminuir o ruído a altas frequências e foi necessário ajustar o ganho e o valor de *offset* do amplificador através dos ajuste dos potenciômetros. Os condensadores de desacoplamento foram necessários para filtrar as oscilações observáveis depois de integrado todo o circuito na PCB. Para esse efeito foram colocados em série com a entrada positiva de cada OPAMP um condensador de $0.1\mu\text{F}$ e na entrada negativa de $100\mu\text{F}$

De seguida apresenta-se os circuitos considerados para o filtro e para o amplificador.

4.4.1 Filtro Passa-Baixo

Sabendo que o sinal PWM é gerado com uma frequência de 30 KHz, foi projetado um filtro passa-baixo cuja frequência de corte é aproximadamente duas décadas abaixo dessa frequência.

Foi escolhida uma frequência de corte de 500 HZ. Para calcular o valor das resistências e condensadores. Sabe-se que a frequência de corte de um circuito RC passa-baixo de 1ª ordem é dado por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4.10)$$

Esta equação é igual à equação da frequência de corte de um filtro de segunda ordem se o valor das resistências e condensadores forem iguais, como é o caso neste trabalho.

Para $f_c = 500$ Hz e $R = 1$ k Ω , vem que $C = 318$ nF, usou-se $C = 330$ nF.

Foi usado um filtro de segunda ordem para garantir uma melhor filtragem do sinal.

4.4.2 Amplificação do Sinal de Saída do Filtro Passa-baixo

Tendo o sinal constante e compreendido no intervalo [0;3.3] V é necessário então amplificar esse intervalo de maneira a que seja possível aplicar ao motor um sinal entre [-10;10] V.

O OPAMP "U1:A" (figura 4.6) é um amplificador inversor, com a entrada positiva ligada à massa e o sinal filtrado encontra-se ligado à entrada negativa em série com uma resistência. Esta configuração tem por objetivo inverter o valor de entrada, isto é projetar um amplificador de ganho $G = -1$. O ganho é obtido pela equação característica de um amplificador inversor (equação 4.11)

$$G = -\frac{R_{12}}{R_{11}} \quad (4.11)$$

Como $R_{12} = R_{11}$ garante-se assim $G = -1$ e um sinal de saída compreendido entre [-3.3;0] V.

Posteriormente um divisor resistivo é realizado usando um potenciômetro de maneira a obter 1.65 V na sua saída. Este valor será adicionado ao valor de saída do amplificador anterior e neste caso ficaremos então com um intervalo de valores compreendidos entre [-1.65;1.65] V. De realçar também que é usado um regulador externo de 5 V, pela fiabilidade que apresenta, pois pequenas variações no sinal de alimentação deste divisor resistivo poderia

afetar as medidas e ter um impacto direto na conversão entre a tensão indicado pelo valor médio e a tensão efetivamente aplicada ao motor.

Os valores das resistências R13 e R14 (figura 4.6) terão necessariamente que ser iguais para que a soma algébrica das duas funções seja feita corretamente de modo a obter na entrada do amplificador metade da soma dos valores. Basicamente, para se obter este sinal, basta ligar em série resistências de igual valor e posteriormente conetar o nó resultante à entrada negativa do OPAMP. Foi escolhido o de resistência igual a $10\text{ K}\Omega$ para o efeito.

A configuração usada no OPAMP U1:B (figura 4.6) apresenta uma tensão compreendida entre $[-1.65;1.65]\text{V}$ na entrada negativa, esta será amplificada com um factor de 6.06 ($G = \frac{10}{1.65}$), erando assim uma tensão compreendida entre $[-10;10]\text{V}$ à saída do OPAMP. Para efeitos de simulação e obtenção de melhores resultados amplificou-se o sinal com um ganho de $G=7.2$. O ganho é dado pela equação descrita na equação 4.12.

$$G = -\frac{RV2 - 72K}{R13} = -\frac{72K}{10K} = 7.2 \quad (4.12)$$

4.5 Amplificador Classe AB push-pull

O amplificador classe AB push-pull tem como objetivo amplificar a corrente do circuito de forma a que este forneça a corrente necessária ao motor, garantindo assim que o motor opere como é pretendido. Neste caso o motor encontra-se num ponto intermédio entre as resistências R51 e R52 (figura 4.7) e será esse o ponto de atuação do sistema para o fornecimento adequado da tensão e corrente ao motor.

Usou-se o amplificador de potência classe AB push-pull porque permite controlar a quantidade de potência fornecida ao motor com eficiência.

O primeiro andar é constituído pelos transístores Q4, Q5, Q6 e Q8 que juntamente com a resistência R16 formam um espelho de corrente. Estipulou-se que no espelho de corrente deveria passar no máximo 10 mA, e visto que a tensão de alimentação é $\pm 15\text{V}$ resulta então numa resistência $R16=3\text{ K}\Omega$, tendo-se usado o valor normalizado de $R16=3.3\text{ K}\Omega$.

Para evitar embalamamento térmico por parte dos transístores, são usadas as resistências R39, R40, R41 e R42. O embalamamento térmico surge quando, num transístor, se fixa externamente a tensão base-emissor, não permitindo que esta diminua com o aumento de temperatura. Quando um transístor é percorrido por corrente, a sua temperatura interna aumenta,

aumentando por consequência o número de portadores disponíveis para condução. Assim, a corrente tenderia a aumentar, aumentando ainda mais a temperatura, conduzindo a uma aumento progressivo da corrente (podendo conduzir à destruição do transistor). Contudo, a tensão base-emissor de um transistor diminui com o aumento da temperatura, e essa diminuição impede que a corrente aumente progressivamente. Mas se essa tensão for imposta externamente (como é o caso dos transistores Q6 e Q8 da figura 4.7), o aumento progressivo da corrente não pode ser controlado pela redução da tensão base-emissor, levando ao embaçamento térmico do transistor e à sua provável destruição. Usou-se então uma resistência que limite a corrente do coletor do transistor evitando assim uma dissipação excessiva de potência e consequentemente o aumento da temperatura. Por forma a evitar a ocorrência deste fenómeno utilizou-se uma resistência de $100\ \Omega$.

De notar que no projeto do espelho de corrente foram usados transistores de baixa potência, pois no máximo cada transistor dissiparia 0.15W ($P = VI = 15 * 10^{-3} = 0.15\text{ W}$).

Como é observável na figura 4.7 os díodos D2 e D4 servem como fonte de tensão para colmatar a tensão de V_{BE} em cada transistor, eliminando os efeitos de *crossover*. Mais, sabendo que na saída podem passar correntes de 1 A e serem aplicadas tensões entre -10 V e 10 V , é necessário que estes transistores sejam transistores de potência, como tal, sabendo que estes apresentam um V_{BE} tipicamente de 1 V , a escolha destes díodos foi cuidadosamente feita de maneira a que estes apresentem uma queda do ânodo para o cátodo de também 1 V .

No andar de saída estão presentes dois transistores, um NPN e um PNP. A tensão de saída V_O aplicado entre os emissores dos transistores é dado por:

$$V_o = V_i + V_d - V_{BEN} \quad (4.13)$$

Em que V_i é a tensão do sinal PWM filtrado e amplificado, V_d é a tensão no díodo que idealmente será de 1 Volt e V_{BEN} é a tensão base-emissor do transistor NPN.

A tensão positiva V_o fará circular uma corrente i_L através de R_L , logo i_{EN} (corrente de emissor do transistor NPN) irá aumentar. O aumento em i_{EN} é acompanhado de um aumento correspondente de V_{BEN} , porém, como a tensão entre as duas bases dos transistores é fixa e de valor igual a 2 V , o aumento em V_{BEN} resultará numa diminuição igual em V_{EPB} (tensão emissor-base do transistor PNP) e, consequentemente, em i_{EP} (corrente de emissor do transistor PNP). A relação entre i_{EN} e i_{EP} deduz-se através das equações 4.14, 4.15 e

4.16.

$$V_{BEN} + V_{EBP} = 2V_d \quad (4.14)$$

$$V_T \ln \frac{i_{EN}}{I_S} + V_T \ln \frac{i_{EP}}{I_S} = 2V_T \ln \frac{i_Q}{I_S} \quad (4.15)$$

$$I_{EN} I_{EP} = I_Q^2 \quad (4.16)$$

Em que V_T é a tensão de Threshold, e de valor $V_T = 25$ mV, I_S é a corrente de saturação e i_Q é a corrente de polarização.

Através da equação 4.16 podemos concluir que se i_{EN} aumenta então i_{EP} diminui pela mesma razão enquanto o produto permanece constante.

Para tensões positivas, tem-se que a corrente de carga é fornecida pelo transistor NPN e o circuito tem a finalidade de "empurrar" corrente para a carga, daí o *push* de corrente. No entanto, o transistor PNP conduzirá uma corrente que vai diminuindo com o aumento de V_O . Para alto valor de V_O a corrente no transistor PNP é ignorada [10].

Como era esperado, para tensões negativas ocorre exatamente o oposto, isto é, o transistor PNP começa a conduzir uma corrente maior do que o transistor NPN, que vai diminuindo com a diminuição da tensão. A equação 4.16 é também aplicável para tensões negativas. Neste caso a carga "empurrará" a corrente requerida pelo transistor PNP verificando-se aqui o fenómeno de *pull* da corrente.

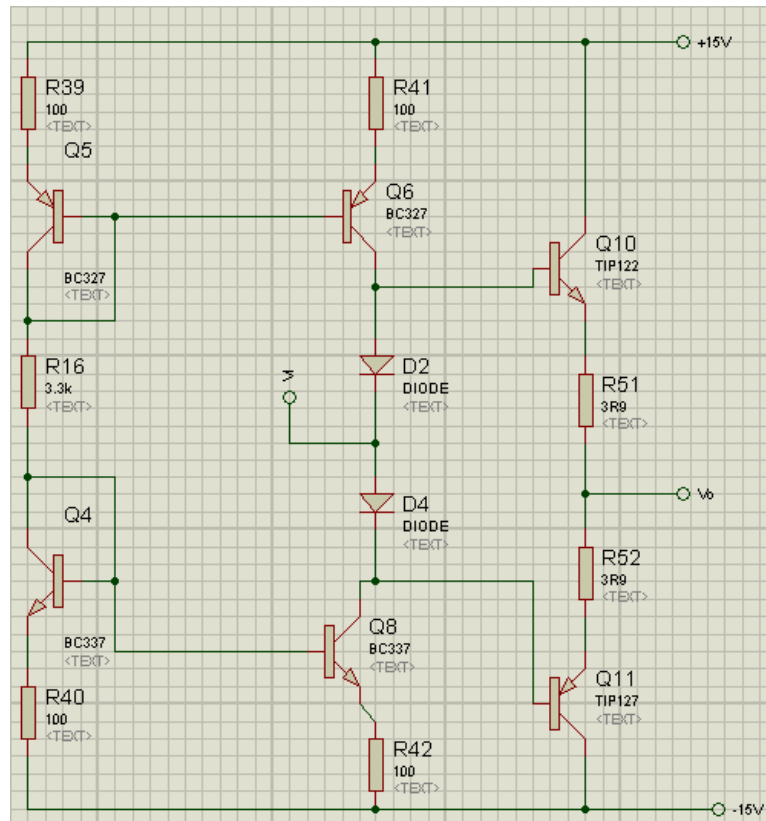


Figura 4.7: Amplificador Classe AB push-pull

Depois de simulado o circuito passou-se à implementação e verificou-se que os transístores Q5 e Q6 aqueciam imenso levando ao mau funcionamento dos mesmos. Isto acontecia porque o valor das resistências responsáveis por evitar o embalamento térmico dos transístores não era suficientemente grande, procedeu-se então ao aumento deste valor para 330 Ω o que levou ao comportamento esperado do circuito.

4.6 Circuito de Acondicionamento do Sensor de Tensão

O sensor de tensão tem como objetivo de medir a tensão que o gerador fornece a uma determinada carga. Com vista a enviar o valor de tensão medida pelo sensor desenvolvido para o PIC32, foi necessário desenvolver também um atenuador capaz de ajustar tensões entre -10 V e 10 V (produzido pelo gerador) para tensão entre 0 V e 3.3 V.

Este sensor é constituído por três divisores de tensão e um *buffer*.

O primeiro divisor de tensão é responsável por dividir para metade o sinal lido do gerador.

Um segundo divisor resistivo foi desenvolvido para ajustar a tensão entre $[-1.65 ; 1.65]$ V, sendo que na saída do mesmo tínhamos para um sinal de -10 V do gerador, uma tensão correspondente de -1.65 V na saída deste divisor. Sabendo que V_{osd2} é o valor em tensão de saída do segundo divisor de tensão, constituído por R13 e R14, e que, $V_{osd2_{max}} = 1.65$ V e $V_{osd2_{min}} = -1.65$ V e ainda, $V_{g_{max}} = 10$ V e $V_{g_{min}} = -10$ V (tensão máxima e mínima fornecida pelo gerador), aplicando a fórmula 4.17 arbitrou-se que $R13 = 56K \Omega$ então, $R14 = 20K \Omega$.

$$V_{O_{sd2}} = \frac{R14}{R14 + R13} \frac{V_g}{2} \quad (4.17)$$

Por fim, de maneira a termos o sinal compreendido entre 0 e 3.3 V desenvolveu-se um andar somador que juntamente com um regulador de tensão de 5 V garante 1.65 V/DC na sua saída. Este divisor é constituído pelas resistências R9 e R10 da figura 4.8 O OpAmp da figura 4.8, com as resistências R16, R17, R19 e R20, forma um bloco somador com ganho $G=2$, que adiciona 1.65 V à tensão do gerador (depois de atenuada para a gama -1.65 V a +1.65 V).

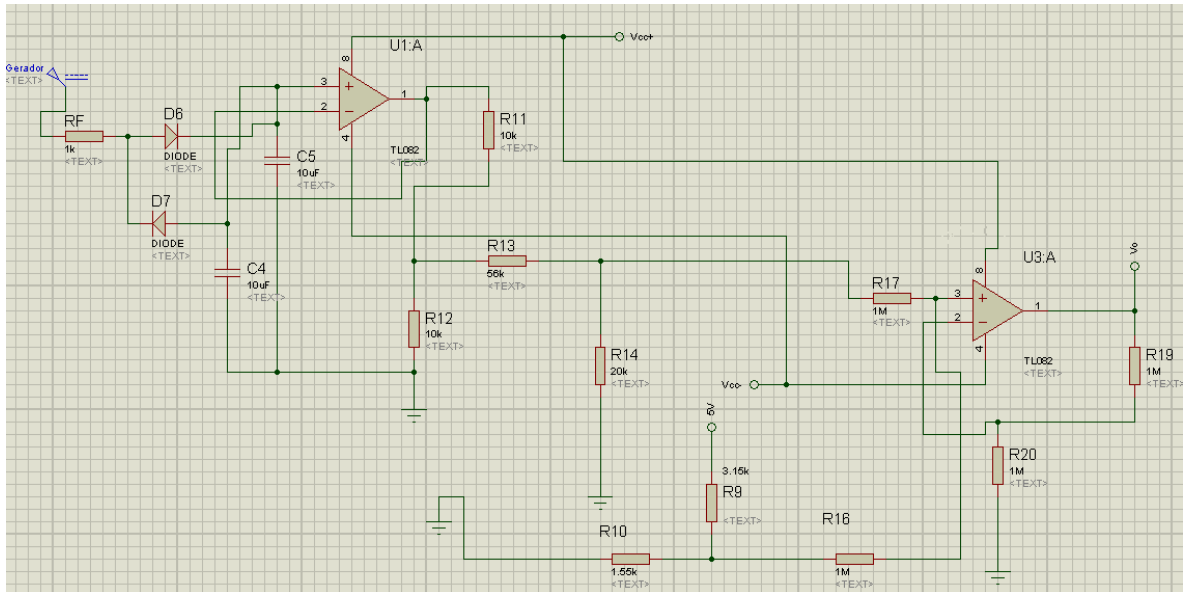


Figura 4.8: Sensor de tensão.

Na prática apenas se adicionou os condensadores de desacoplamento que não estão presentes na figura 4.8, os mesmos explicados na secção do Circuito de Actuação do Motor. Foi também adicionado na entrada e saída do regulador de 5V um condensador de $0.33\mu F$ e um de $0.1\mu F$ respectivamente. Tudo resto depois de simulado foi implementado na PCB e o comportamento foi o esperado.

4.7 Sensor de corrente

4.7.1 Circuito de Acondicionamento do Sensor de Corrente

A corrente fornecida pelo gerador é medida através da queda de tensão de uma resistência de $1\ \Omega$.

Ao gerador podem ser aplicadas quatro resistências de carga distintas (selecionáveis pelo utilizador através de um comutador), de $10\ \Omega$, $22\ \Omega$, $50\ \Omega$ e infinita (gerador em circuito aberto).

Consoante o sinal de saída do gerador, uma corrente é imposta pela carga e uma resistência de $1\ \Omega$ é colocada em série com a carga, cuja medida da sua tensão permite estimar a corrente que percorre a carga.

No ponto onde se pretende medir a corrente é colocada uma resistência de $1\ K\Omega$ que liga em série com a entrada positiva de um OPAMP. Este OPAMP serve para adicionar uma tensão de *offset* de $1.4\ V$ à tensão proveniente da resistência de $1\ \Omega$, e também para amplificar o sinal resultante, para que uma gama de corrente do gerador entre $-1\ A$ e $+1\ A$ possa ser mapeada uma tensão entre $0\ V$ e $+3.3\ V$, sendo este valor processado por um ADC do PIC32.

A figura 4.9 mostra o circuito que condiciona o sensor de corrente.

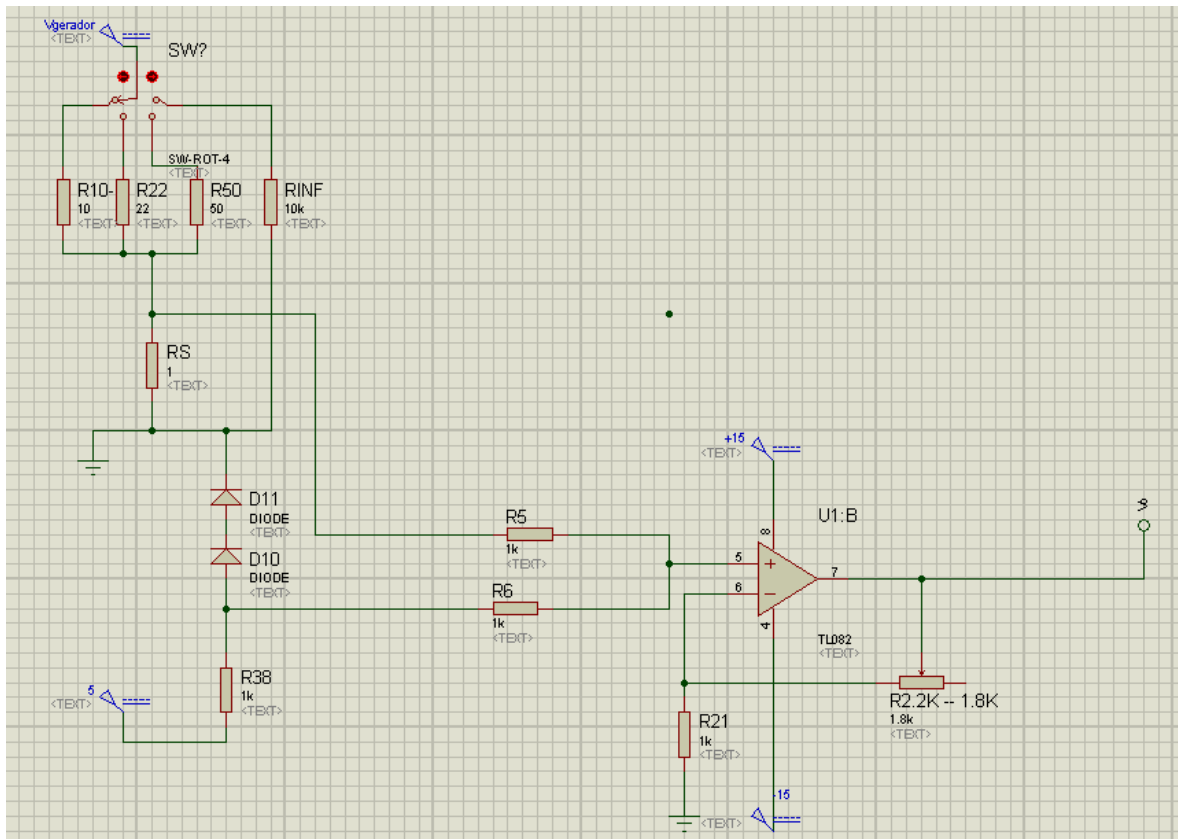


Figura 4.9: Sensor de corrente.

Todo o cicuito se comportou como esperado.

4.8 Interface Visual com o Utilizador

Com a finalidade de apresentar a informação ao utilizador foram acrescentados um botão e um LCD ao sistema.

Nesta placa, o utilizador poderá observar as seguintes grandezas, em tempo real: tensão produzida pelo gerador; corrente fornecida pelo gerador; e velocidade de rotação do grupo motor-gerador. Esta interface apresenta, em cada instante, o valor de um destes três sinais, comutando (sequencialmente) para outro sinal quando o utilizador pressiona o botão.

Na figura 4.10 é possível observar a placa extra desenvolvida com o LCD e botão.

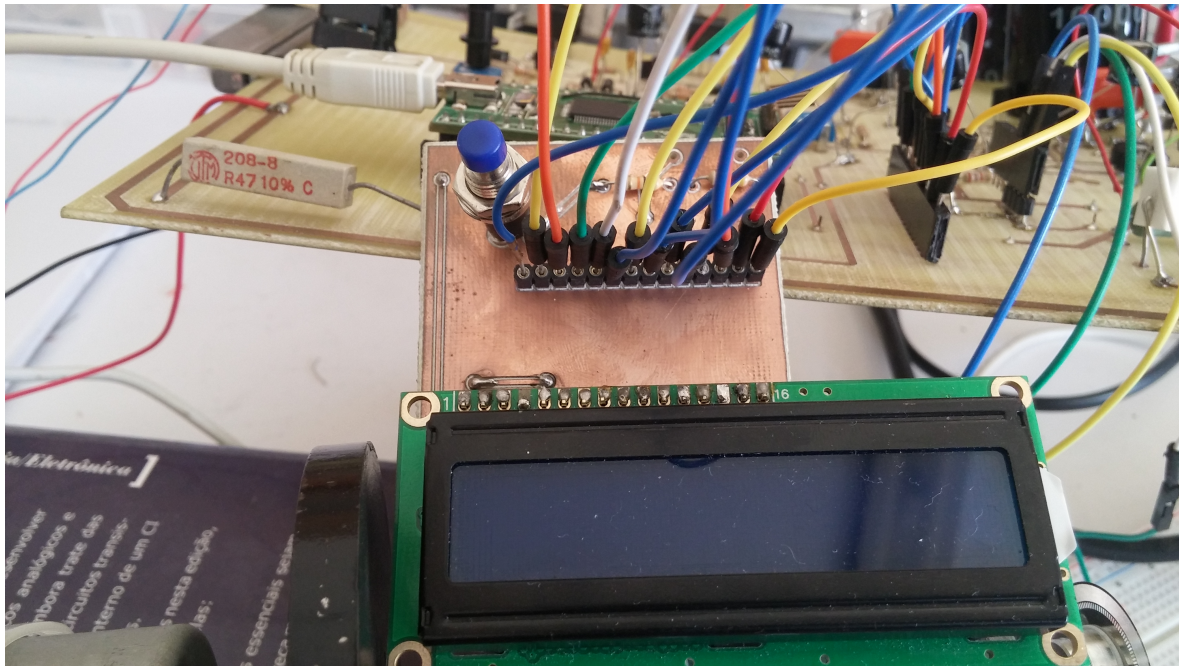


Figura 4.10: LCD e botão em PCB externa ao circuito de alimentação e controle do sistema.

O LCD usado foi o LCD-016M002B, um LCD 16X2 alimentado a 5V e com uma corrente de entrada de no máximo 3 mA. A comunicação com o PIC32 é estabelecida através do protocolo SPI (*Serial Peripheral Interface*). O *pinout* do LCD é demonstrado na tabela 4.1

Número do Pin	Símbolo	Função
1	V_{ss}	GND
2	V_{dd}	+5 V
3	V_O	Ajuste do contraste (ligado a um potenciômetro)
4	RS	Sinal de seleção do registo (ligado RE6 do PIC32)
5	R/\bar{W}	Sinal de seleção de leitura ou escrita (GND)
6	E	Sinal de $H \rightarrow L$ (ligado RE7 do PIC32)
7	DB0	Pino de dados
8	DB1	Pino de dados
9	DB2	Pino de dados
10	DB3	Pino de dados
11	DB4	Pino de dados (ligado RE0 do PIC32)
12	DB5	Pino de dados (ligado RE1 do PIC32)
13	DB6	Pino de dados (ligado RE2 do PIC32)
14	DB7	Pino de dados (ligado RE3 do PIC32)
15	A/V_{ee}	+5 V
16	K	GND

Tabela 4.1: *Pinout* do LCD.

Na figura 4.11 é demonstrado o *layout* da PCB extra desenvolvida

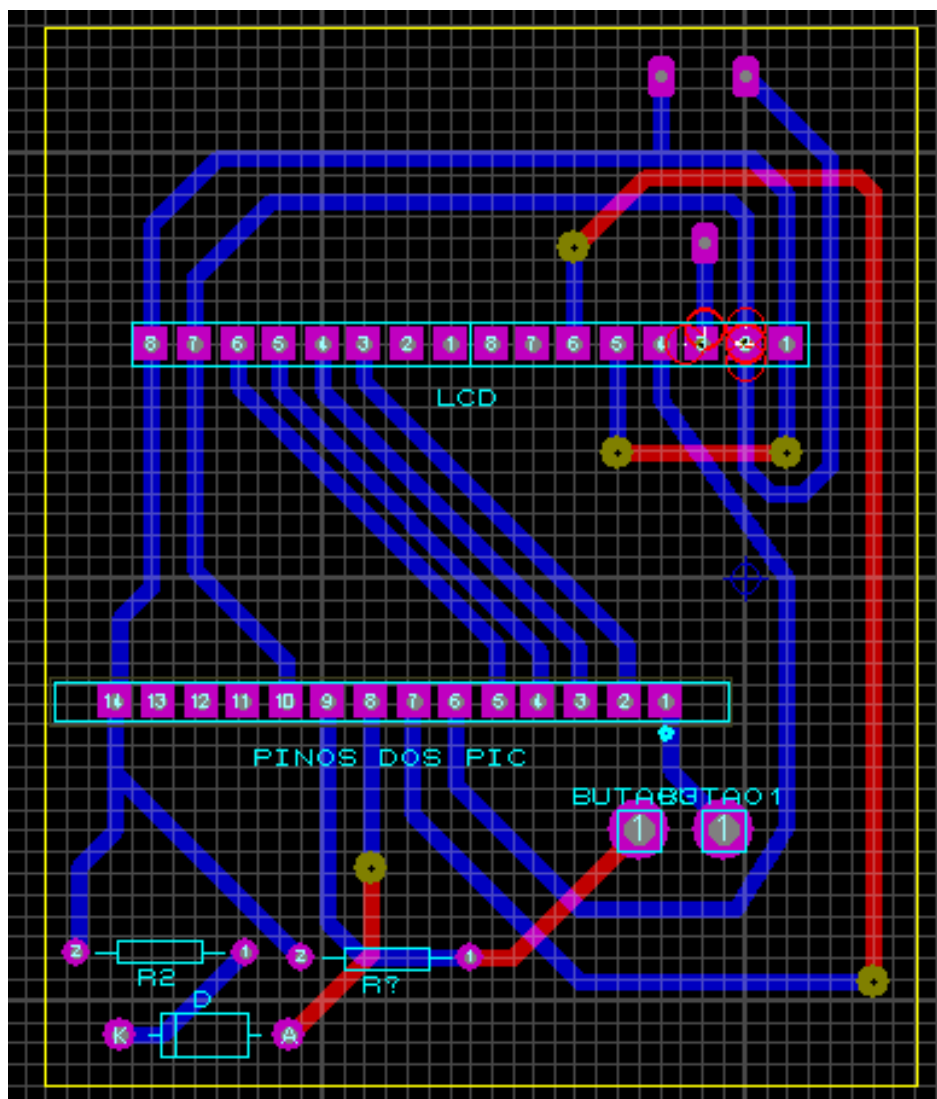


Figura 4.11: *Layout* da placa extra.

Esta placa revelou-se bastante útil pois pode ser colocada em qualquer lado sem que interfira com a placa de alimentação/controlo de todo o sistema.

4.8.1 Conceção do Circuito

Na figura 4.12 pode-se observar o formato final do PCB com os respetivos blocos identificados. Conseguiu-se conceber a placa de modo a que os blocos ficassem organizados e espaçados entre si.

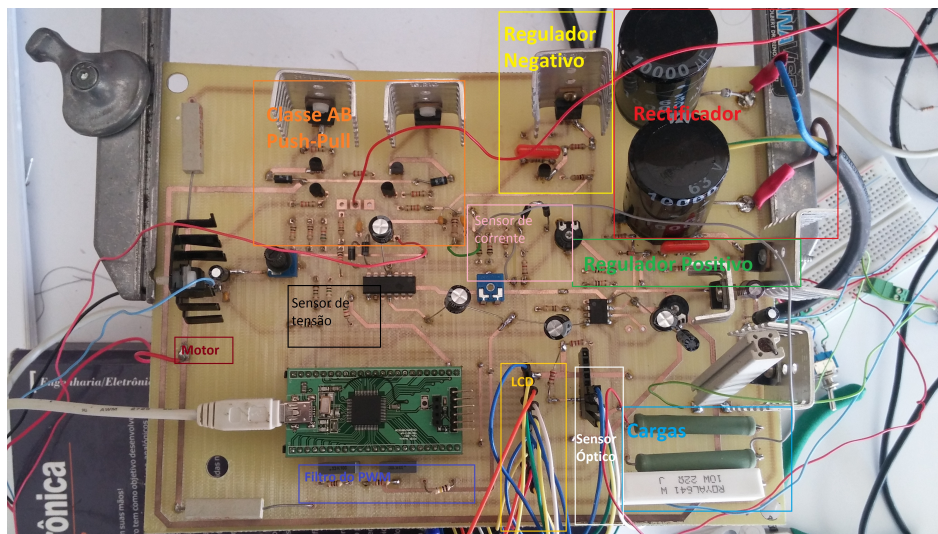


Figura 4.12: Resultado Final da PCB.

O esquemático de todo o circuito é demonstrado na figura 4.13.

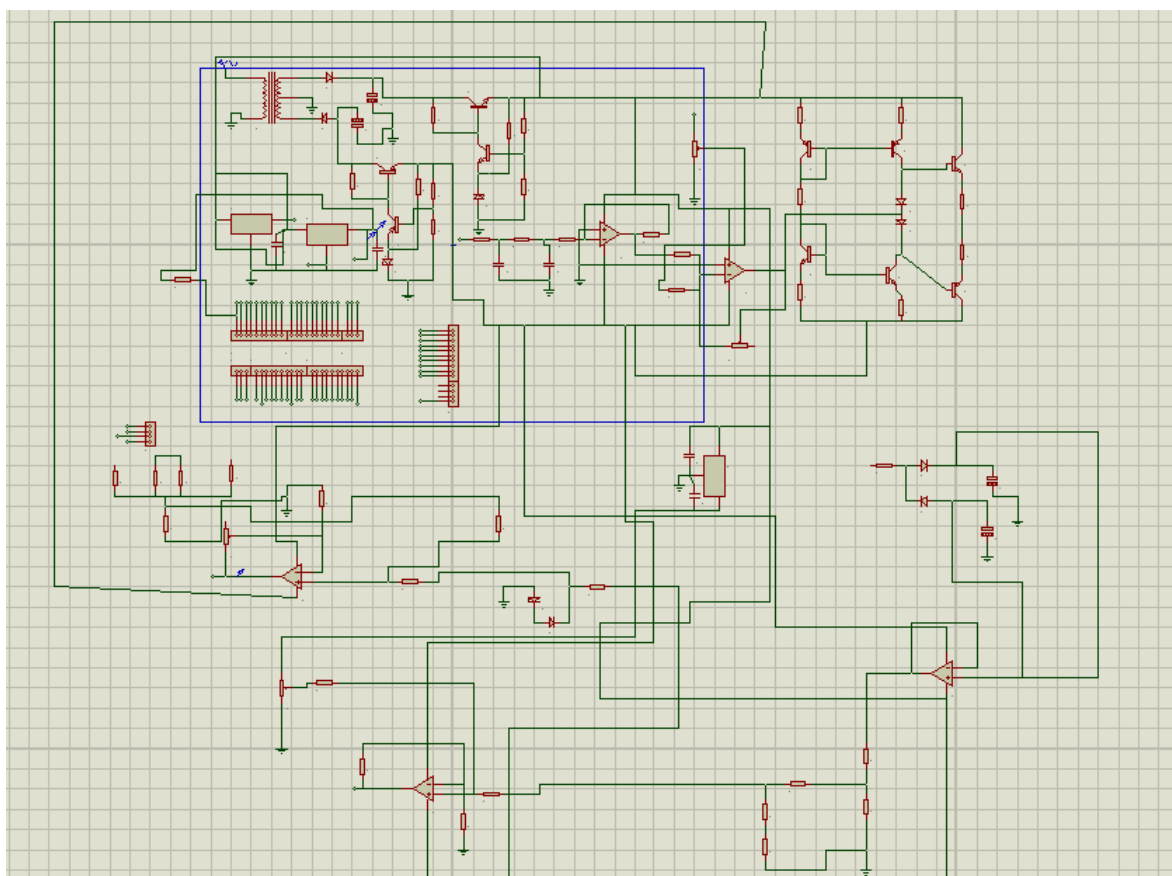


Figura 4.13: Esquemático da placa de circuito impressa.

4.9 Projeto da Caixa

Por fim com o intuito de integrar todo o sistema foi projetada uma caixa. Esta caixa apresenta já as aberturas para o LCD, botão, ventoinhas para melhor dissipar o calor dos componentes eletrônicos, e cabo de alimentação. Tem uma dimensão de 40x30x35 cm e o orçamento para o desenvolvimento desta caixa em acrílico é de 79.95€.

O projeto da caixa não foi desenvolvido numa fase final, porque o projeto se foi atrasando no tempo, não tendo havido tempo útil para a implementar e pelo facto de haver alguma oscilação no sistema mecânico, causada por não haver um equilíbrio perfeito entre o disco de inércia e o eixo de rotação, assim como na base que sustenta os motores, logo, sendo necessário o ajuste da componente mecânica do sistema que poderia influenciar no projeto da caixa.

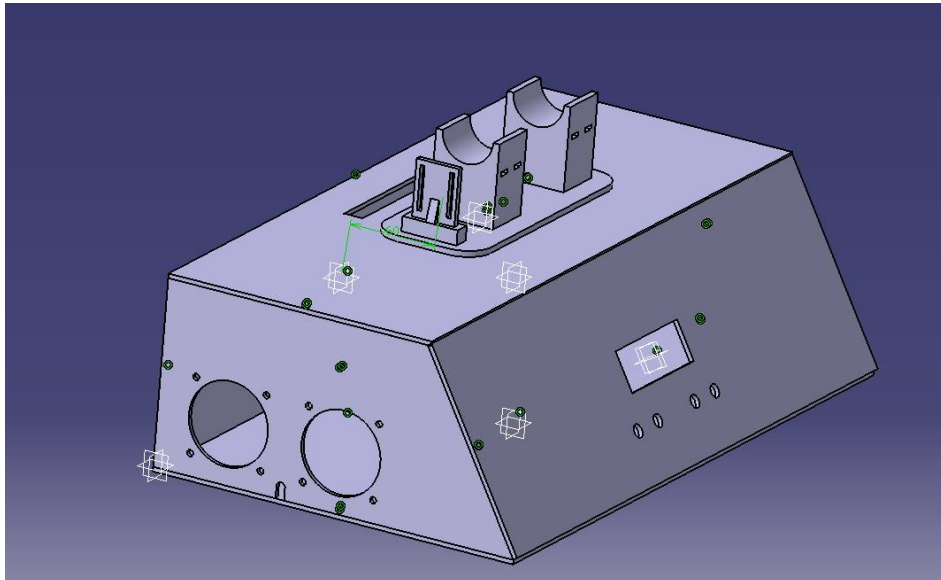


Figura 4.14: Design da caixa.

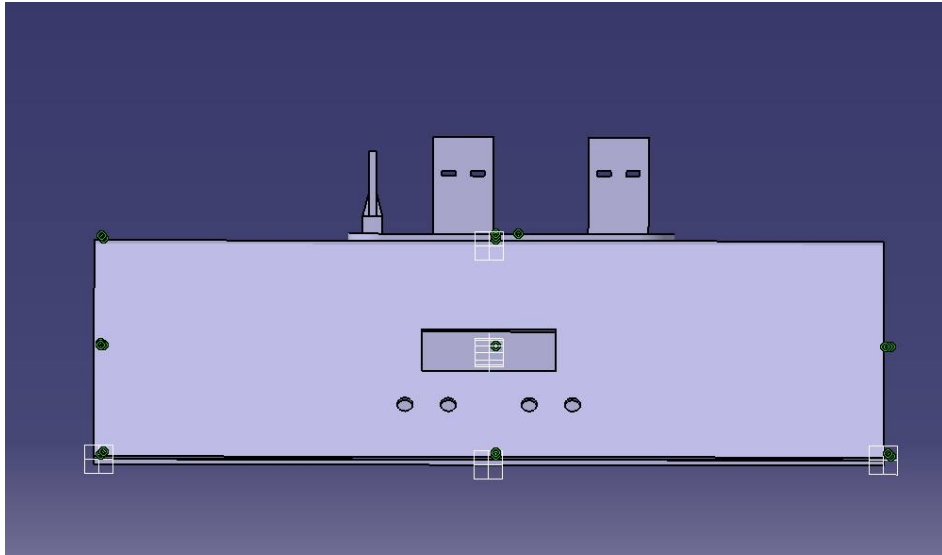


Figura 4.15: Vista frontal da caixa.

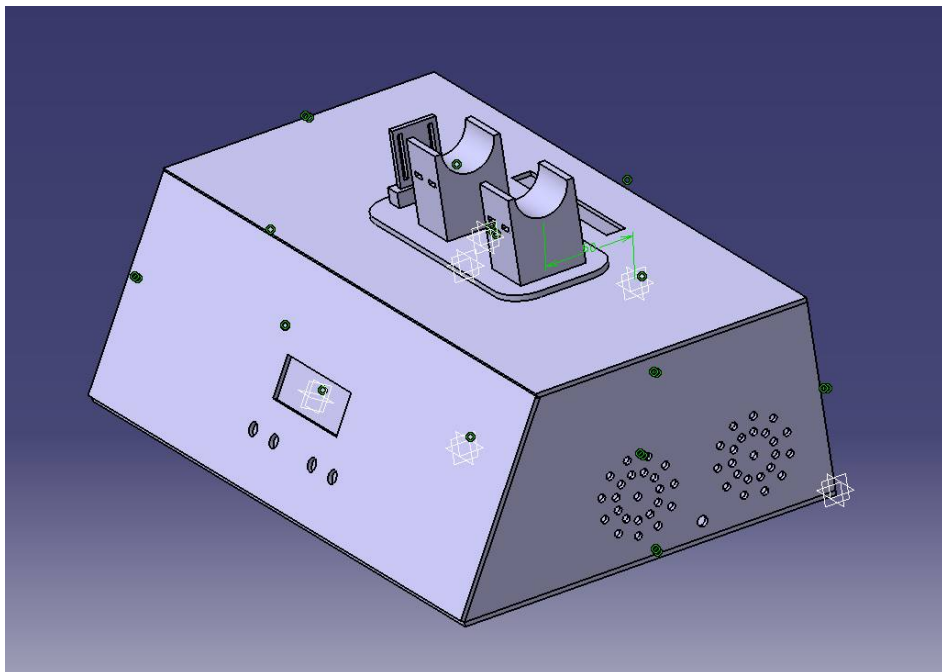


Figura 4.16: Vista superior da caixa.

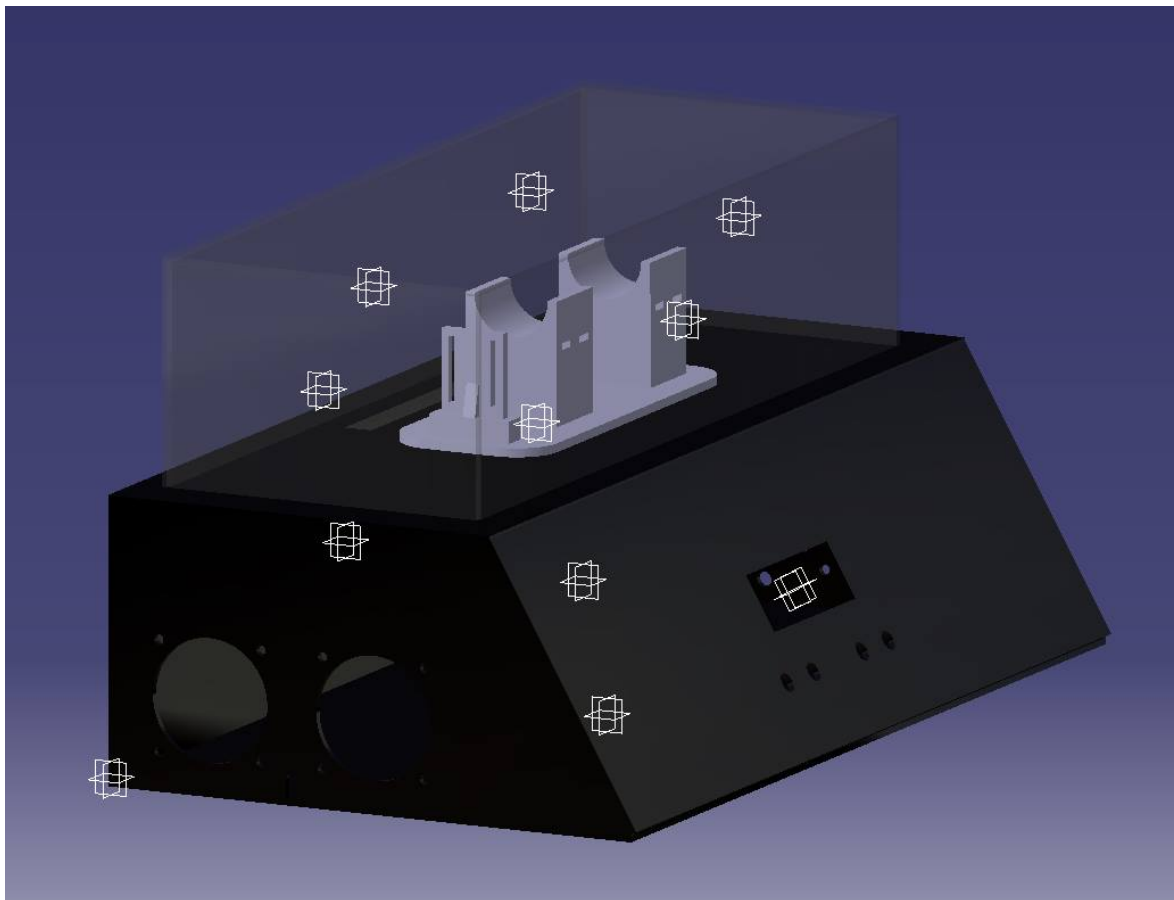


Figura 4.17: Aspecto final da caixa.

Capítulo 5

Software

Neste capítulo apresenta-se uma descrição do *firmware* desenvolvido neste trabalho.

O *firmware* é o *software* que é executado pelo PIC32, sendo desenvolvido em linguagem C, através das ferramentas disponibilizadas pela Microchip.

5.1 PIC32

O código desenvolvido é baseado em um exemplo disponibilizado pela Microchip, denominado *hid_basic* uma API de comunicação assente no protocolo USB. O *software* da Microchip utilizado nesta dissertação foi:

- MPLAB X IDE 3.20- Esta é a aplicação que compila todo o código escrito em C e programa os chips, que neste caso foi utilizado um PIC32.
- Harmony v1.06.02- É um complemento do MPLAB X que tem ferramentas para facilitar a concepção inicial de projetos pardo PIC32s e ainda apresenta vários exemplos de código, como o *hid_basic*, que serviu como esqueleto para a aplicação desenvolvida nesta dissertação.

O *software* foi desenvolvido num ficheiro "app.c", onde estão implementadas funções que asseguram protocolos de mensagens específicas entre o utilizador (MATLAB) e o PIC32. Todo o programa está implementado segundo uma arquitetura de máquina de estados (figura 5.1). Existem quatro estados possíveis MAIN_INIT, APP_STATE_INIT, APP_STATE_WAIT_FOR_CONFIGURATION e APP_STATE_MAIN_TASK. O MAIN_INIT é onde o sis-

tema arranca, onde são configurados os portos, as comunicações, ADC, timers e LCD. O estado `APP_STATE_INIT` apenas inicializa o 50% para que os motores estejam parados e passa automaticamente para o estado `APP_STATE_WAIT_FOR_CONFIGURATION`. É neste estado que o sistema permanece enquanto o utilizador não interage com o sistema via `MATLAB`, e é responsável por todo o funcionamento do sistema. A alteração de estado só acontece quando o utilizado envia um comando, em que uma variável deteta que há uma pretensão por parte do utilizador e muda o seu valor, consequentemente o estado muda para `APP_STATE_MAIN_TASK` onde são enviados os dados pretendidos pelo utilizador ou recebidos e procede-se então às mudanças necessárias voltando depois ao estado `APP_STATE_WAIT_FOR_CONFIGURATION`. É a função "`APP_Tasks()`" que direciona o programa de acordo com o estado do "`appData.state`" (uma variável global que indica o estado atual do programa). A figura 5.1 ilustra os estados e as respetivas funções do sistema.

Diagrama de Estados

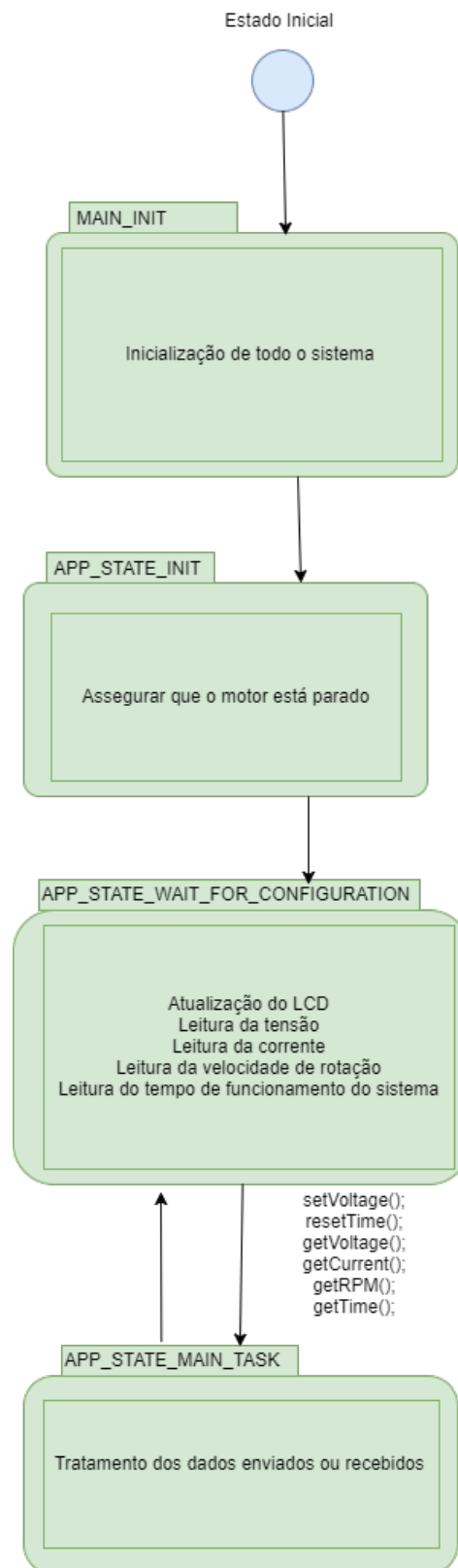


Figura 5.1: Diagrama de estados do sistema.

A atualização do sinal PWM é feita assim que o utilizador requer a alteração da tensão no motor DC.

A apresentação de valores no LCD está continuamente a ser feita, através de um *timer* que, com uma periodicidade de 0.1 segundos, imprime a informação de acordo com o menu em que este se encontra.

O botão é responsável pela mudança do menu acessível no LCD, sempre que este for pressionado, é gerado uma interrupção externa responsável por alterar o menu do LCD.

Outras interrupções externas foram desenvolvidas, como é o caso da leitura da velocidade de rotação, sempre que uma ranhura é detetada pelo circuito detetor de luz, este gera um pulso positivo que ativa uma interrupção. A rotina que a atende incrementa, então, um contador interno. Posteriormente faz-se uma conversão do número de pulsos positivos lidos pelo microcontrolador num segundo para rotações por minuto.

Os valores de tensão e corrente são feitos através de uma interrupção que simultaneamente preenche um *buffer* (um *buffer* dedicado ao valores de tensão e outro ao valores de corrente) de 16 posições e no final calcula a média desses valores.

Foram usados quatro timers, o timer 2 é responsável pela leitura número de ranhuras detetadas por segundo do encoder ótico, o timer 3 é responsável por gerar o sinal PWM e o timer 4 e 5 criam um timer no modo 32 bits para que o sistema possa contabilizar o tempo a que está a decorrer durante várias horas.

5.2 Funções desenvolvidas em MATLAB

Desde o início deste trabalho foi decidido que o utilizador iria controlar e comunicar com o equipamento desenvolvido através da aplicação MATLAB, a ser executada através de um computador. Assim, o primeiro passo abordado na programação do software implementado no PC foi o de estabelecer uma ligação USB entre o MATLAB e o PIC32. Para tal, com base num driver HIDAPI utilizado para o efeito, foram desenvolvidas funções para abertura e fecho da comunicação, e para envio e receção de blocos de dados.

As funções desenvolvidas foram:

- `setVoltage(param)` - Esta função é responsável pelo envio do valor em tensão que o utilizador pretende aplicar ao motor. Este valor, em Volt, é definido pelo parâmetro de

entrada da função `setVoltage()`, aceitando no máximo duas casas decimais.

- `getVoltage()` - Esta função tem como objetivo ler a tensão que está a ser fornecida pelo gerador. É enviado também o instante de tempo em que a amostra de tensão é recolhida.
- `getCurrent()` - Caso o utilizador pretenda saber a corrente que está a ser fornecida pelo gerador basta para isso usar a função `GetCurrent()`. Mais uma vez esta função retornará um valor inteiro e em mA. Juntamente com o valor de corrente é também enviado o respetivo instante de amostragem.
- `getRPM()` - A função `GetRPM()` retorna o valor de rotações por minuto do motor/gerador e o instante de tempo em que a leitura foi feita. Este valor é também um número inteiro.
- `getTime()` - Esta função tem como finalidade obter o tempo que decorreu desde a inicialização do sistema ou desde o último `resetTime()` que o utilizador entendeu fazer.
- `resetTime()` - Esta função permite reiniciar o relógio implementado no PIC32 (através de um timer), que serve de base de tempo para o registo dos instantes em que as amostras dos vários sinais são obtidos.

5.3 Diagrama de Fluxo

Na figura 5.2 é apresentado o fluxograma do programa implementado no PIC32.

Numa primeira instância, dá-se a inicialização do sistema. Depois é feita uma configuração dos portos, da ADC, PWM, timers, interrupções, LCD e ainda inicialização do PWM a 50%. Feita a configuração o sistema entra no modo "*working*" onde, através de um timer é gerada uma interrupção capaz de periodicamente fazer uma leitura de dados da corrente, tensão e velocidade de rotação.

Os pontos de decisão apresentados na figura 5.2 são consequências da intervenção do utilizador no sistema. Por exemplo, se um `getVoltage()`, um `getCurrent()` ou um `getRpm()` é executado pelo utilizador, então o sistema responde a esse pedido enviando os dados correspondentes ao que foi pretendido. O mesmo acontece quando este pressiona o botão ou faz um *reset* do relógio do sistema.

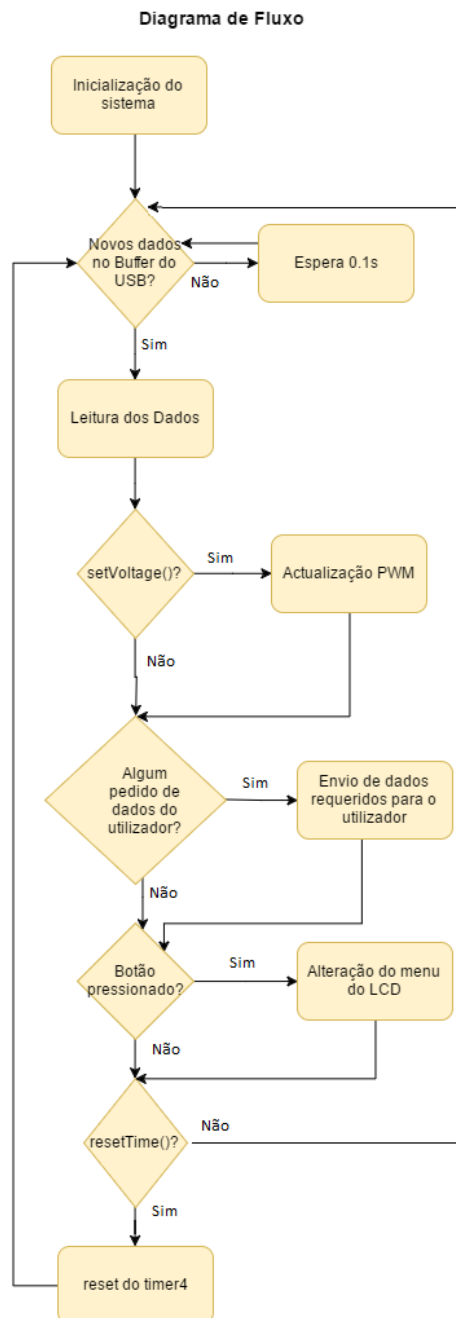


Figura 5.2: Diagrama de Fluxo do sistema.

Capítulo 6

Testes e resultados

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos pelos testes ao sistema.

6.1 Fonte de Tensão

Na figura 6.1 é apresentada a diferença de potencial à saída do retificador de onda negativo. Este figura apresenta uma forma de onda "dentes de serra", com tensão mínima de $-18\sqrt{2} \approx -24.45V$, como esperado. No porto de saída positivo é observado o valor simétrico, $+24.45V$.

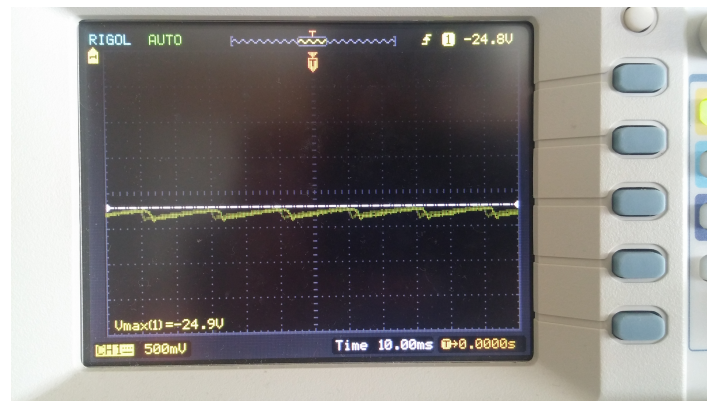


Figura 6.1: Diferença de potencial à saída do retificador.

6.1.1 Reguladores

Na figura 6.2 são apresentadas as diferenças de tensão à saída do regulador negativo e do regulador positivo, respetivamente. Os sinais observados demonstram uma tensão inferior a 18 V no porto positivo ($+16.1V$) e superior a -18 V ($-16.9V$) no porto negativo. Este

valores estão dentro dos limites para alimentar eficazmente e sem danos os amplificadores operacionais e é praticamente constante.



Figura 6.2: Diferenças de tensão à saída dos reguladores de tensão. Porto negativo à esquerda e porto positivo à direita.

6.2 Amplificador de Potência

Fez-se uma comparação entre a tensão pretendida a aplicar ao motor e a tensão medida por um voltímetro aos terminais do mesmo quando a carga era infinita e obteve-se a seguinte tabela:

Tensão pretendida a aplicar ao motor (V)	Tensão medida aos terminais do motor (V)
-10.00	-10.04
-8.00	-8.01
-6.00	-6.1
-4.00	-3.88
-2.00	-1.84
0.00	0.06
2.00	1.95
4.00	3.88
6.00	6.04
8.00	8.05
10.00	10.12

Tabela 6.1: Tensão pretendida VS tensão medida.

Verificado a capacidade de fornecer tensão ao motor, foi analisado também a capacidade de fornecer corrente, a imagem 6.3 mostra a corrente fornecida pelo gerador a diferentes cargas, com uma aplicação ao motor de 8 V. Esta figura permite-nos concluir que o amplificador de potência tem capacidade de fornecer a corrente necessário que o motor exige para as diferentes cargas.

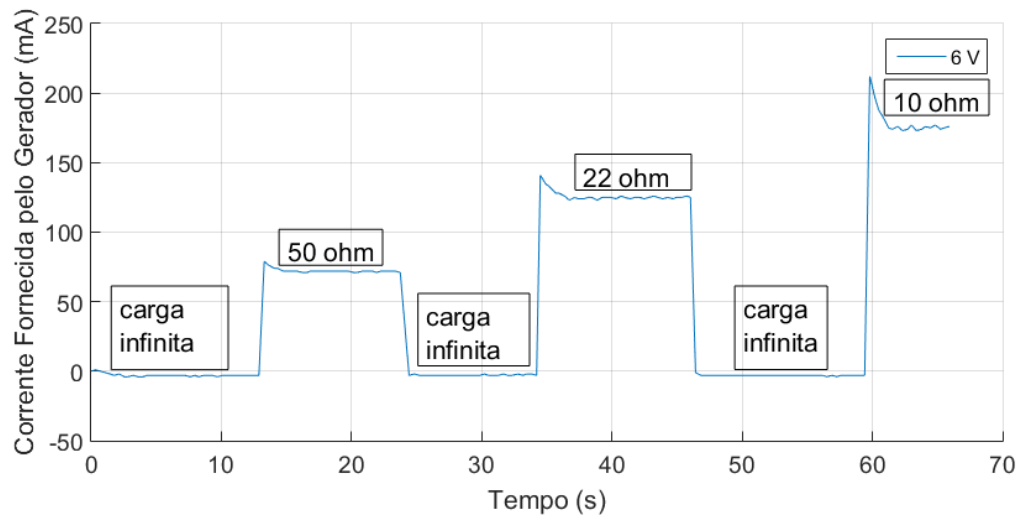


Figura 6.3: Análise da corrente fornecida pelo gerador para uma tensão de 6 V aplicado no motor e para diferentes cargas aplicadas no grupo motor-gerador ao longo do tempo.

6.3 Sensor de tensão

Durante o funcionamento normal, a diferença de tensão à saída do gerador tem uma amostragem de cinco amostras por segundo ($5Hz$), atendendo que a comunicação com o PC é feita de segundo a segundo, foi escolhido uma frequência 5 vezes mais rápida que o envio da informação. Foi escolhida esta frequência de amostragem para que fosse detectável qualquer modificação no normal comportamento do gerador, no que diz respeito à diferença de tensão fornecida. Para testar a fidelidade do sensor de tensão foi feita uma comparação directa com um multímetro de confiança. Com este fim, foi medida a diferença de tensão à saída do gerador com carga infinita usando o sensor e o multímetro simultaneamente. Os resultados podem ser observados na tabela 6.2.

Tensão Aplicada no Motor (V)	Tensão Medida pelo Sensor (V)	Tensão Medida pelo Multímetro (V)
-10.00	-8.70	-8.32
-8.00	-6.7	-6.57
-6.00	-4.71	-4.6
-4.00	-2.65	-2.71
-2.00	-0.55	-0.48
0.00	0.01	0.01
2.00	0.37	0.42
4.00	2.64	2.51
6.00	4.76	4.69
8.00	6.87	6.71
10.00	9.02	8.86

Tabela 6.2: Tensão medida pelo sensor de tensão e pelo multímetro

As diferenças, embora significativas, justificam-se pela instabilidade mecânica que o sistema apresenta.

Na figura 6.4 é possível analisar o comportamento da tensão do gerador mediante diferentes tensões aplicadas no motor. Em todos os testes realizados o motor partiu da situação de repouso.



Figura 6.4: Comportamento da tensão no gerador aplicando diferentes tensões positivas no motor.

A imagem 6.4 permite observar que para cada valor de tensão aplicado ao motor o valor de tensão lido pelo sensor de tensão é constante em regime estacionário caso não haja interferências no sistema. Posteriormente passou-se ao teste das tensões negativas:

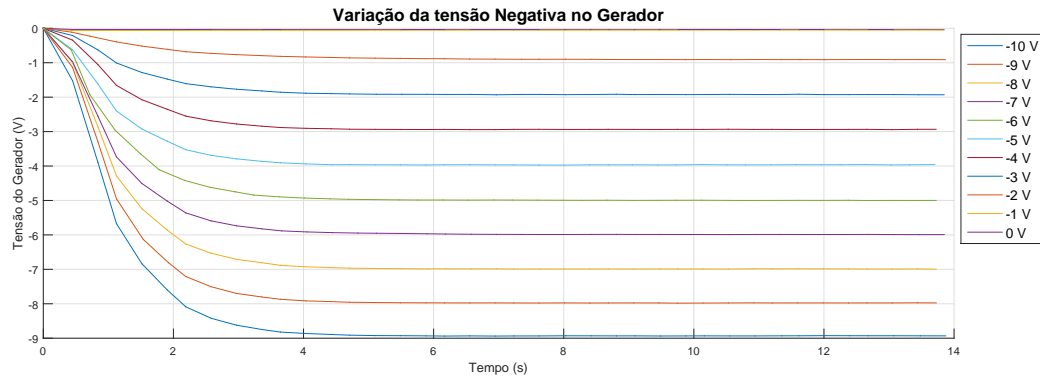


Figura 6.5: Comportamento da tensão no gerador aplicando diferentes tensões negativas no motor.

Em ambos os casos anteriormente demonstrados não foi imposta qualquer carga no gerador, verificando que o motor trabalha de acordo com o esperado e tem aproximadamente 1 V de perda do motor para o gerador, valor este aceitável e que se justifica devido às perdas elétricas e mecânicas do grupo motor-gerador.

Com o intuito de observar o comportamento do sensor de tensão em tempo real e com interferência de um utilizador na mudança de carga aplicada ao gerador, aplicou-se 6 V ao motor e observou-se a tensão lida pelo sensor ao longo do tempo, originando o gráfico da figura 6.6:

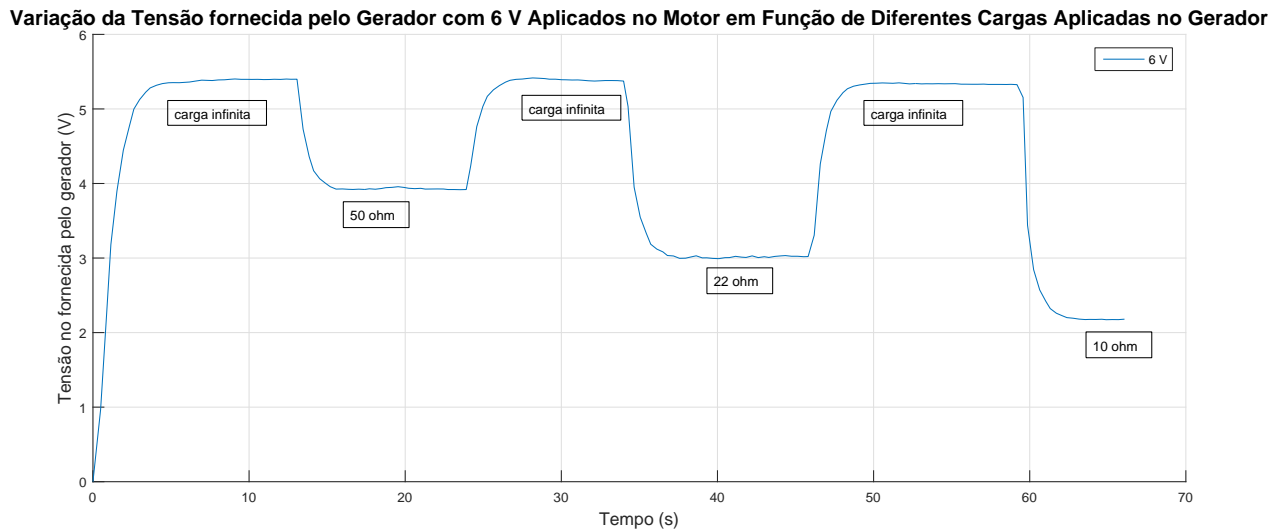


Figura 6.6: Comportamento da tensão de saída com diferentes cargas a atuar no gerador.

O sensor de tensão contempla as exigências impostas para o efeito, medido com precisão a tensão fornecida pelo gerador e com um tempo de amostragem correto sendo observável qualquer alteração no normal comportamento do motor.

6.4 Sensor de Corrente

O sensor de corrente, tal como o sensor de tensão, encontra-se ligado aos terminais do gerador. Como já foi dito anteriormente o hardware deste sensor consiste apenas numa resistência de $1\ \Omega$ de elevada precisão e depois é calculada a queda de tensão nessa mesma resistência. O objetivo deste sensor é detetar variações na ordem do miliampére e que apresentar uma frequência de amostragem capaz de detetar picos de fornecimento de corrente nas alterações das cargas.

Comparou-se o valor da corrente lida pelo sensor e por um multímetro em regime estacionário. Esta medição não é precisa, visto que havia oscilações tanto no sensor de corrente como no multímetro causadas pelas vibrações do sistema, no entanto, na tabela abaixo (6.4) apresenta-se uma média de dez medições tanto no sensor de corrente como no sensor de tensão, em função da tensão aplicada ao motor e com uma carga de $10\ \Omega$ aplicada no gerador.

Tensão aplicada no motor (V)	Corrente medida pelo Sensor (mA)	Corrente medida pelo Multímetro (mA)
-10.00	-301	-295
-8.00	-215	-221
-6.00	-150	-152
-4.00	-92	-90
-2.00	-20	-15
0.00	-1	-2
2.00	22	20
4.00	85	88
6.00	123	129
8.00	220	222
10.00	298	300

Tabela 6.3: Corrente medida pelo sensor de corrente e pelo multímetro

Com o intuito de testar o sensor de corrente fez-se um teste idêntico ao do sensor de tensão, em que 6 V foram aplicados ao motor e leu-se a corrente fornecida pelo gerador ao longo do tempo com diferentes cargas impostas no gerador. A figura 6.7 demonstra os resultados ao teste feito ao sensor de corrente:

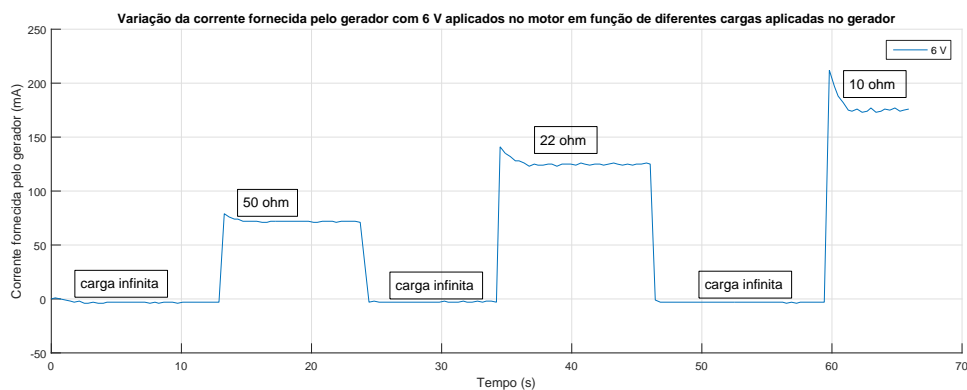


Figura 6.7: Comportamento da corrente de saída com diferentes cargas a atuar no gerador.

Os picos nas mudanças de carga são observáveis assim como a detecção de diferenças na ordem do miliampére são contempladas. No entanto, o sistema é afetado pela conceção mecânica, apresentando vibrações que afetam as leituras de corrente e tensão. No caso da corrente as implicações do sistema mecânico são mais visíveis, pois apresenta uma grande sensibilidade, como pode ser observável na figura 6.7.

6.5 Sensor Ótico

O sensor ótico foi também testado seguindo a linha do que foi feito para o sensor de tensão e corrente. Começou-se por medir e comparar os dados recolhidos pelo sensor de ótico e por uma sensor de velocidade industrial fornecido pelo Departamento de Mecânica da Universidade de Aveiro, com carga infinita aplicada no gerador. Obtiveram-se os seguintes resultados:

Tensão aplicada no motor (V)	Velocidade de rotação medida pelo sensor desenvolvido (RPM)	Velocidade de rotação medida pelo sensor industrial (RPM)
-10.00	-1981	-1980
-8.00	-1599	-1599
-6.00	-1142	-1142
-4.00	-642	-640
-2.00	-166	-167
0.00	0	0
2.00	161	161
4.00	620	620
6.00	1115	1115
8.00	1570	1570
10.00	1900	1902

Tabela 6.4: Corrente medida pelo sensor ótico desenvolvido e um sensor de velocidade de rotação.

Também foi testado o comportamento do sensor ótico desenvolvido ao longo do tempo, os resultados são ilustrados nas figuras 6.8 e 6.9.

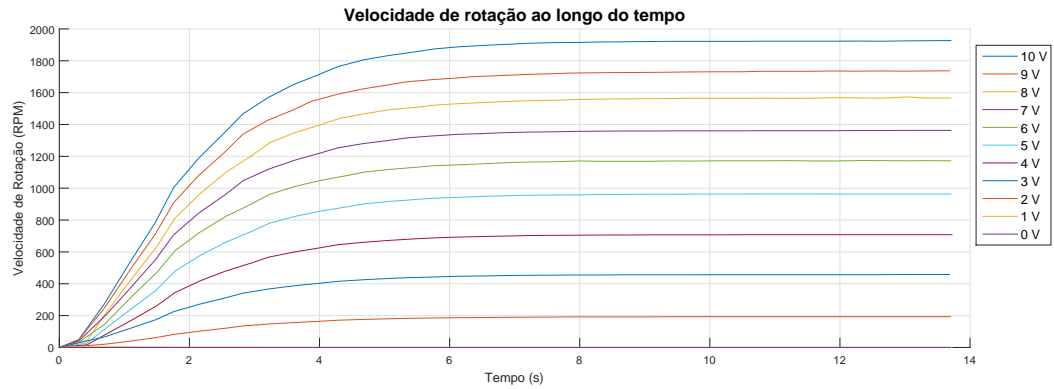


Figura 6.8: Comportamento velocidade de rotação do grupo motor-gerador para tensões positivas

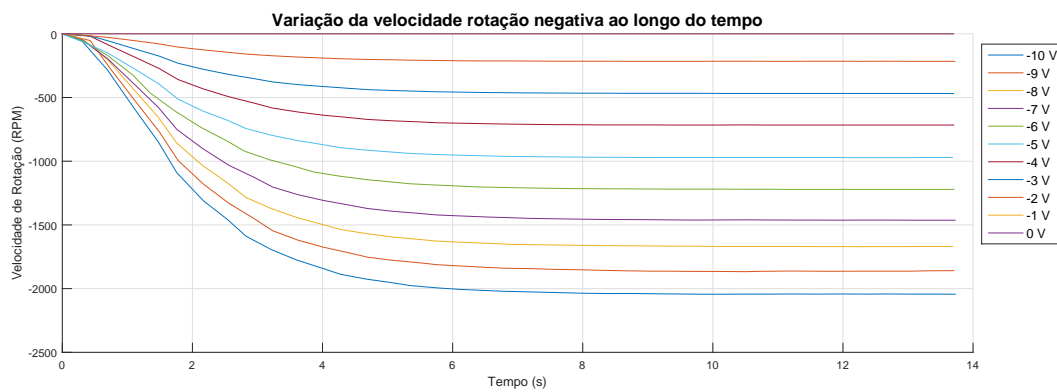


Figura 6.9: Comportamento velocidade de rotação do grupo motor-gerador para tensões negativas.

Posteriormente, com o intuito de analisar o comportamento do sensor ótico com carga e em tempo real, sujeitando-se a mudanças repentinas de carga provocados pelo utilizador, foi realizado mais um teste cujo resultado se apresenta na figura 6.10.

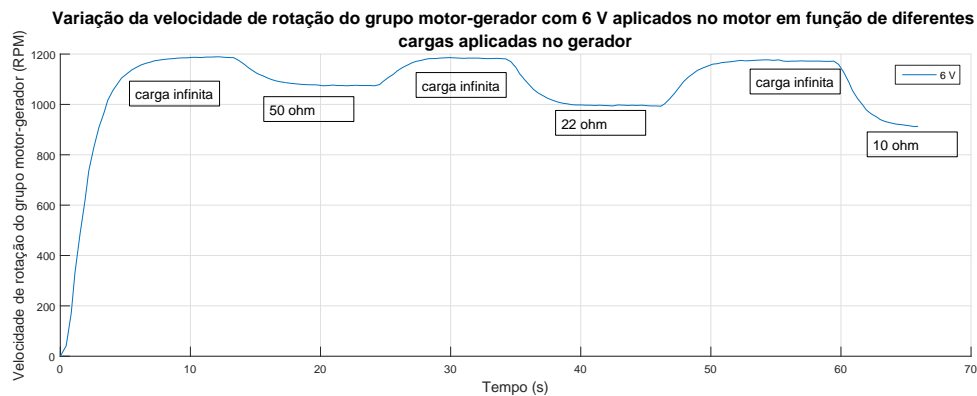


Figura 6.10: Comportamento da velocidade de rotação do grupo motor-gerador com diferentes cargas a atuar no gerador.

O sensor apresenta resultados bastante fidedignos, aproximando-se muito do valor do sensor industrial e a sua frequência de amostragem é boa, sendo que esta tem o valor 0.5Hz, amostrando por isso, 2 amostras por segundo.

6.6 Linearidade e Repetibilidade

Sendo a linearidade e repetibilidade questões importantes num sistema didático e no caso concreto essencial em engenharia, fizeram-se testes de maneira a comprovar que o sistema desenvolvido neste trabalho apresenta esses dois requisitos.

6.6.1 Linearidade

Para o teste da linearidade do sistema, analisou-se o comportamento da tensão fornecida pelo gerador, corrente fornecida pelo gerador e velocidade de rotação do grupo motor-gerador em função da tensão aplicada ao motor e carga aplicada no gerador.

Tensão

Foi analisado o comportamento da tensão fornecida em função da tensão aplicada ao motor e as diferentes cargas aplicadas no gerador, as figuras 6.11, 6.12, 6.13 e 6.14 apresentam os resultados para cargas infinitas, de 50 Ω , de 22 Ω e 10 Ω respectivamente:

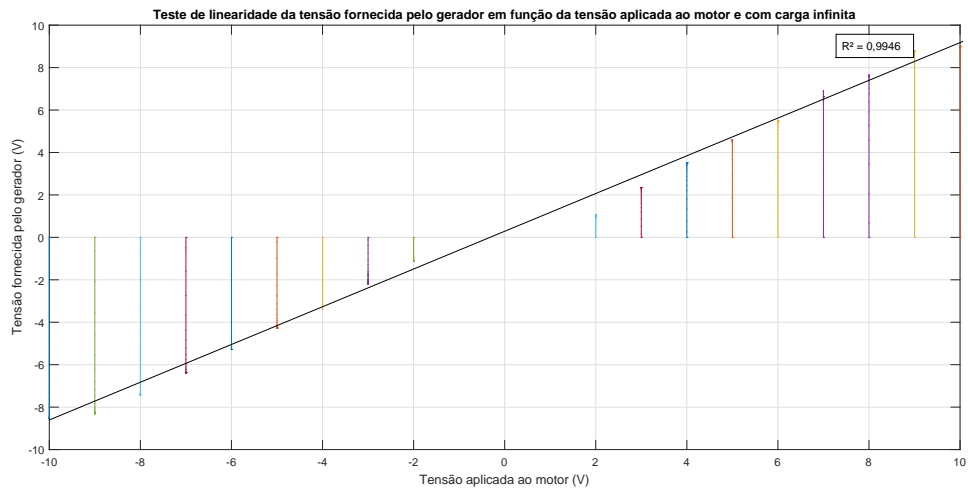


Figura 6.11: Variação da tensão fornecida pelo gerador em função da tensão aplicada no motor, com uma carga infinita aplicada no gerador.

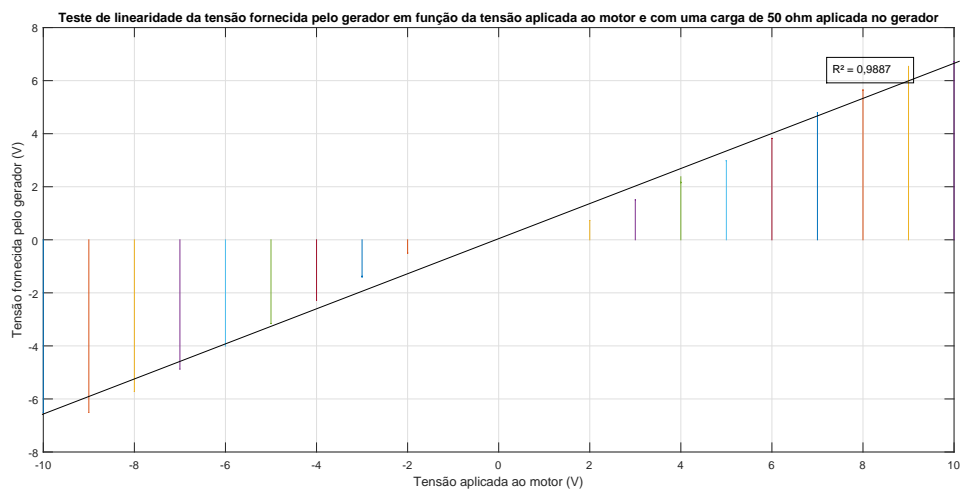


Figura 6.12: Variação da tensão fornecida pelo gerador em função da tensão aplicada no motor, com uma carga de 50Ω aplicada no gerador.

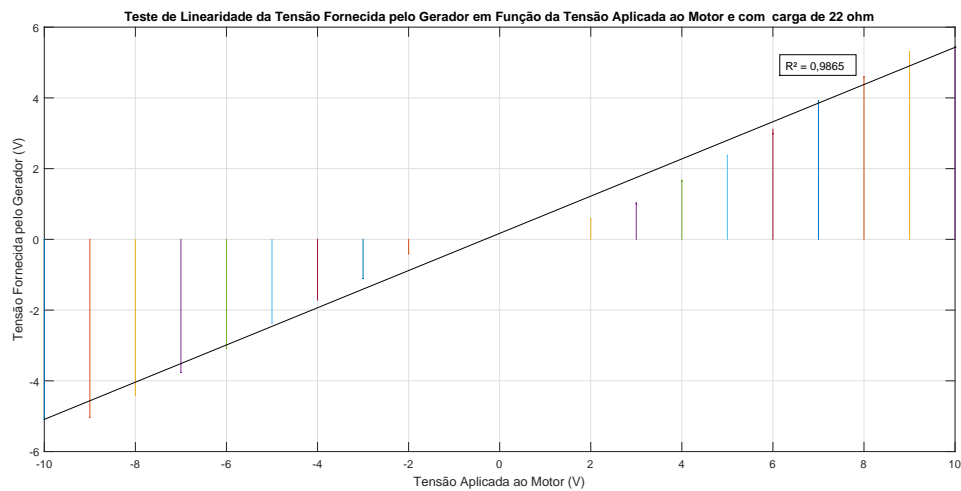


Figura 6.13: Variação da tensão fornecida pelo gerador em função da tensão aplicada no motor, com uma carga de $22\ \Omega$ aplicada no gerador.

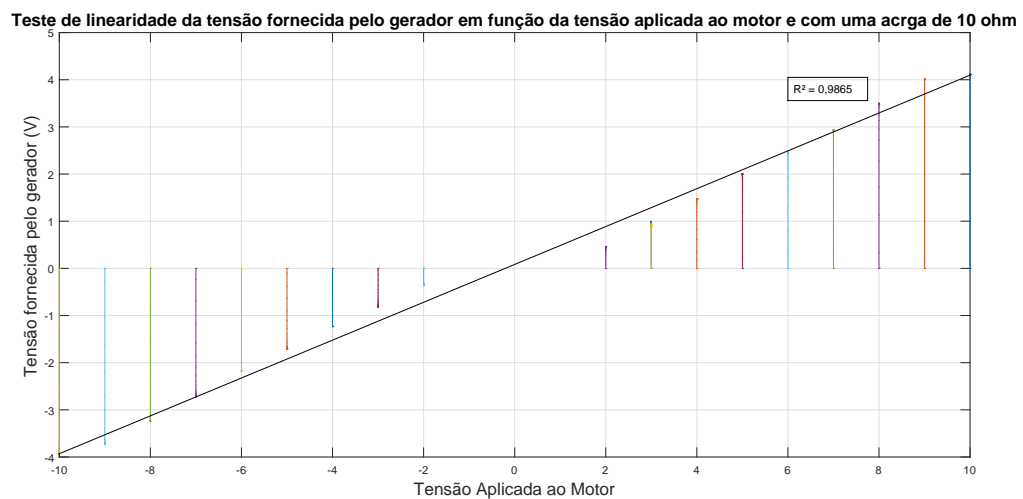


Figura 6.14: Variação da tensão fornecida pelo gerador em função da tensão aplicada no motor, com uma carga de $10\ \Omega$ aplicada no gerador.

Como se pode observar nos gráficos acima demonstrados a tensão fornecida pelo gerador apresenta um comportamento linear como era expectável.

Corrente

Foi analisado o comportamento da corrente fornecida pelo grupo em função da tensão aplicada ao motor e as diferentes cargas aplicadas no gerador, as figuras 6.15, 6.16 e 6.17 apresentam os resultados para cargas infinitas, de $50\ \Omega$, de $22\ \Omega$ e $10\ \Omega$ respectivamente. Não foi feito o teste para uma carga infinita porque a corrente seria nula e não haveria dados a apresentar.

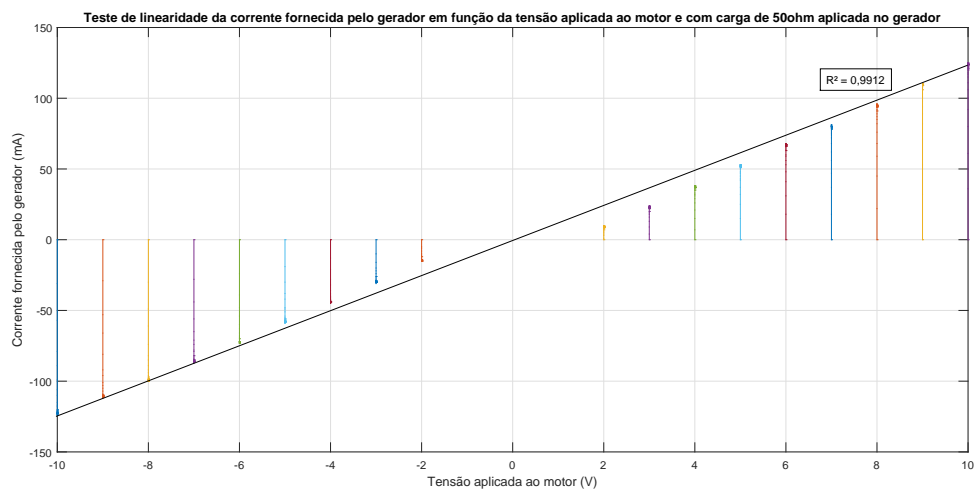


Figura 6.15: Variação da corrente fornecida pelo gerador em função da tensão aplicada no motor, com uma carga de $50\ \Omega$ aplicada no gerador.

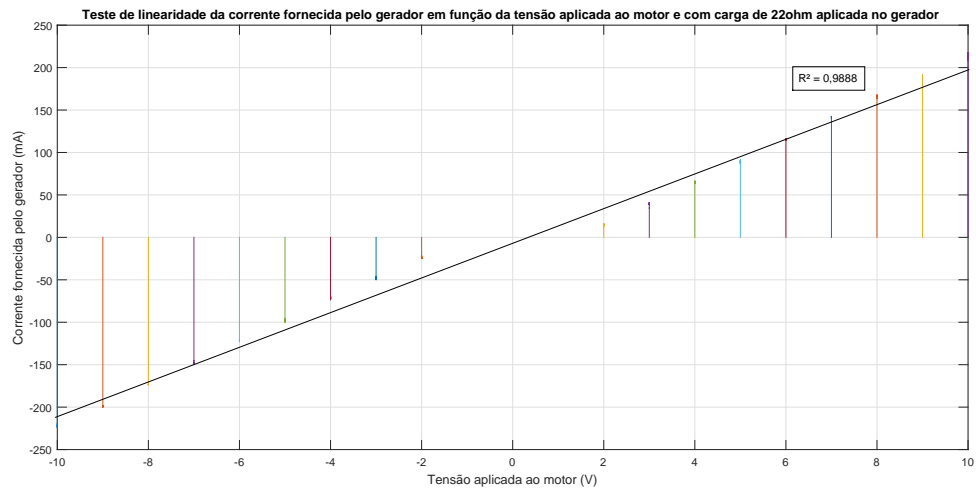


Figura 6.16: Variação da corrente fornecida pelo gerador em função da tensão aplicada no motor, com uma carga de $22\ \Omega$ aplicada no gerador.

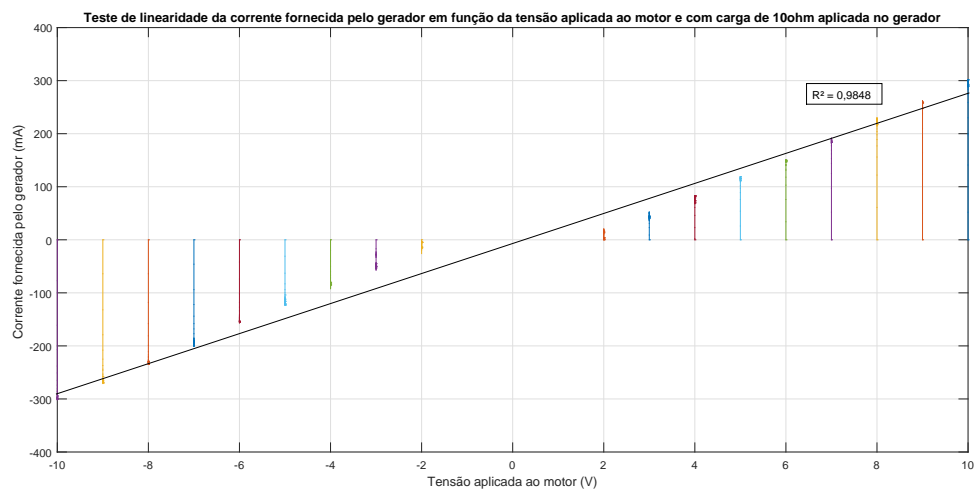


Figura 6.17: Variação da corrente fornecida pelo gerador em função da tensão aplicada no motor, com uma carga de $10\ \Omega$ aplicada no gerador.

Como se pode observar também a corrente apresenta um comportamento linear, sendo que para uma carga aplicada no gerador mais baixa apresenta-se um valor de corrente mais alta fornecida pelo gerador.

Velocidade de Rotação

Foi analisado o comportamento da velocidade de rotação do grupo motor-gerador em função da tensão aplicada ao motor e as diferentes cargas aplicadas no gerador, as figuras 6.18, 6.19 e 6.20 apresentam os resultados para cargas de $50\ \Omega$, de $22\ \Omega$ e $10\ \Omega$ respectivamente:

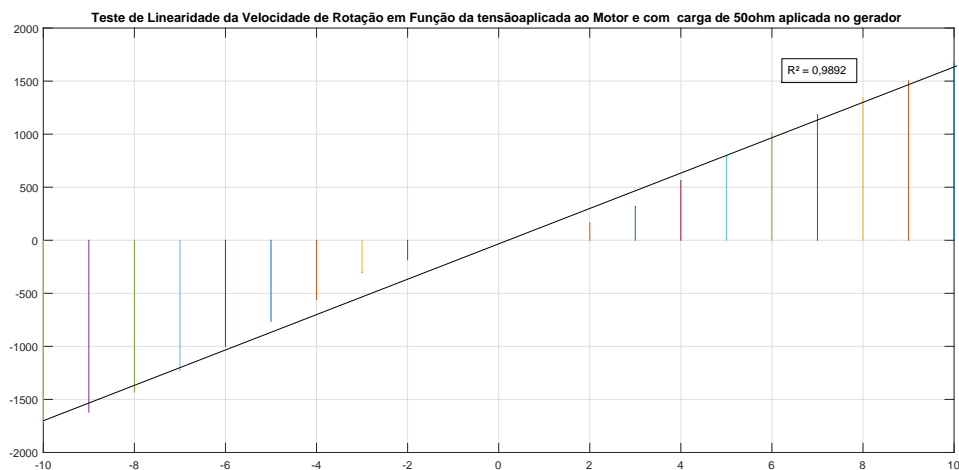


Figura 6.18: Variação da velocidade de rotação do grupo motor-gerador em função da tensão aplicada no motor, com uma carga de $50\ \Omega$ aplicada no gerador.

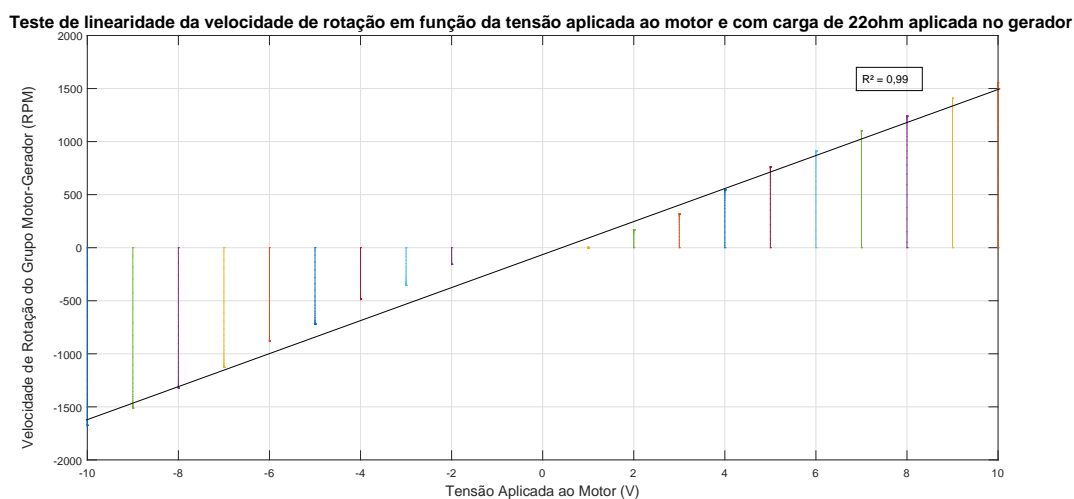


Figura 6.19: Variação da velocidade de rotação do grupo motor-gerador em função da tensão aplicada no motor, com uma carga de $22\ \Omega$ aplicada no gerador.

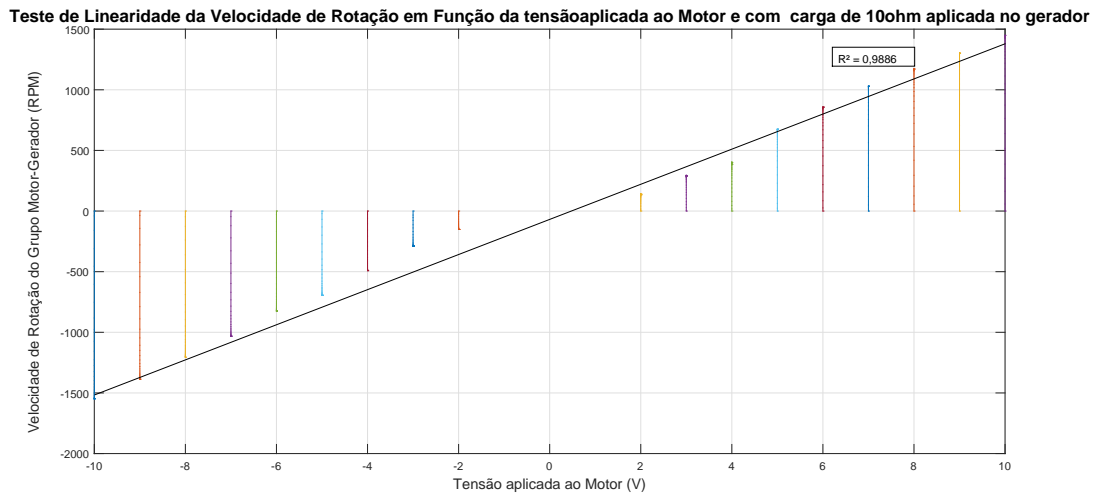


Figura 6.20: Variação da velocidade de rotação do grupo motor-gerador em função da tensão aplicada no motor, com uma carga de 10Ω aplicada no gerador.

Observa-se o comportamento linear também na velocidade de rotação do grupo motor-gerador, sendo que esta cresce com o aumento da carga aplicada no gerador e com a tensão aplicada no motor.

6.6.2 Repetibilidade

A repetibilidade foi testada com uma carga infinita e com uma carga de 10Ω aplicados no gerador. Foram escolhidos estes dois ambientes por serem os extremos do sistema e observando uma boa repetibilidade nestes ambientes garante-se que nos restantes essa repetibilidade é assegurada.

Foram feitos testes de repetibilidade para valores de tensão e corrente fornecidas pelo gerador e velocidade de rotação do grupo motor-gerador ao longo do tempo.

Foram selecionadas apenas quatro tensões a aplicar ao motor $\pm 7 \text{ V}$ e $\pm 4 \text{ V}$ e para cada tensão aplicada ao motor foram feitos três medidas.

Tensão

Nas figuras 6.21 e 6.22 pode-se observar os testes de repetibilidade feitos ao sistema com carga infinita e de 10Ω respetivamente, com o intuito de testar a repetibilidade da tensão fornecida pelo gerador:

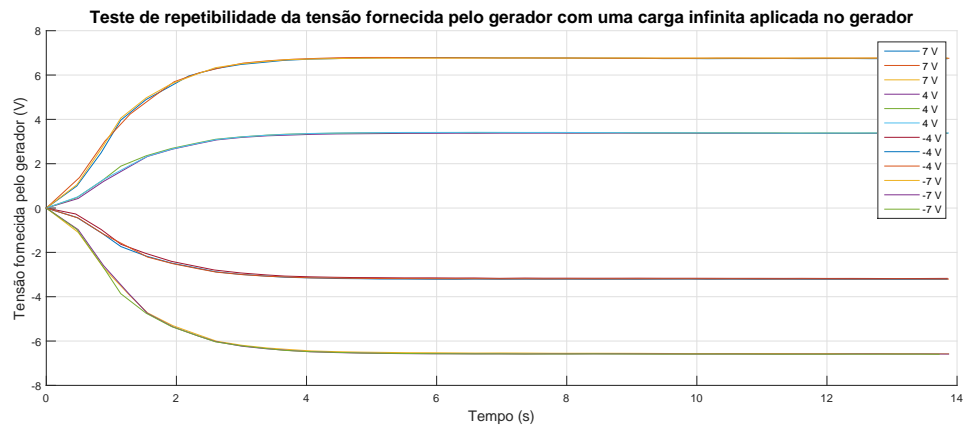


Figura 6.21: Teste de repetibilidade da tensão ao longo do tempo com carga infinita aplicada no gerador.

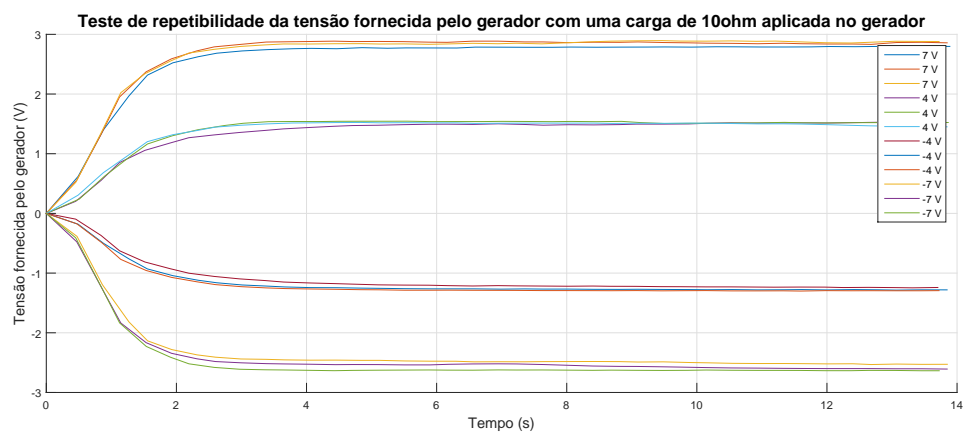


Figura 6.22: Teste de repetibilidade da tensão ao longo do tempo com carga de 10 Ω aplicada no gerador.

Com carga infinita observa-se que o sistema apresenta uma boa repetibilidade, no entanto no caso do teste com 10 Ω aplicados ao gerador observa-se algumas variações de teste para teste, isto acontece por dois motivos, primeiro pela oscilação inerente ao sistema e segundo pela variação da corrente entregue pelo gerador oscilar um pouco fazendo com que a tensão também varie. No entanto, pode-se dizer que o sistema apresenta uma boa repetibilidade.

Corrente

Nas figuras 6.23 e 6.24 pode-se observar os testes de repetibilidade feitos ao sistema com carga infinita e de $10\ \Omega$ respectivamente, com o intuito de testar a repetibilidade da tensão fornecida pelo gerador:

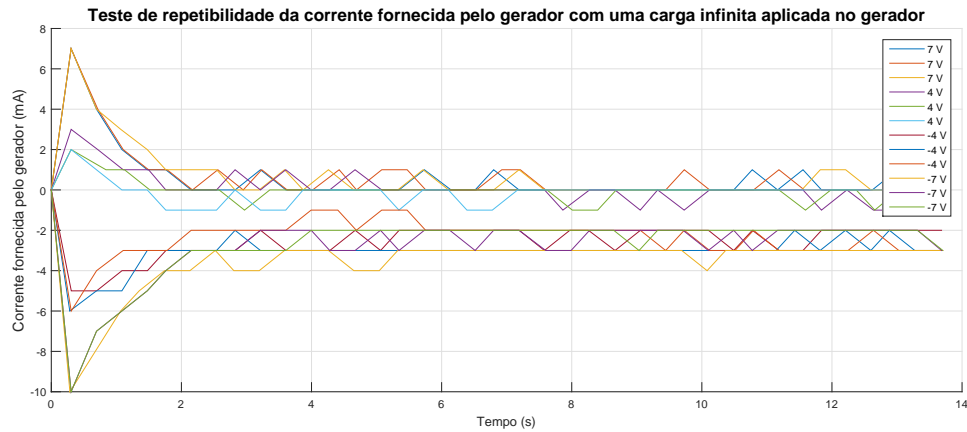


Figura 6.23: Teste de repetibilidade da corrente fornecida pelo gerador ao longo do tempo com carga infinita aplicada no gerador.

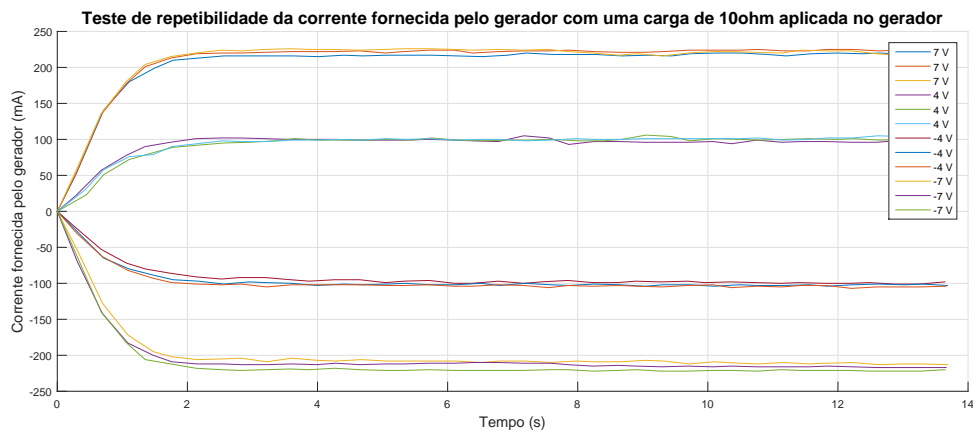


Figura 6.24: Teste de repetibilidade da corrente fornecida pelo gerador ao longo do tempo com carga de $10\ \Omega$ aplicada no gerador.

O sistema apresenta um resultado que não era o esperado, principalmente no caso de carga infinita aplicada no gerador. Era expectável não observar nenhuma oscilação da corrente fornecida pelo gerador no primeiro caso, no entanto sabendo o método que foi utilizado

e tendo este método algumas desvantagens nomeadamente a resistência utilizada ter uma mínima margem de erro o que poderá provocar alguma oscilação na corrente, principalmente quando uma tensão negativa é aplicada ao motor como se pode ver na figura 6.23.

No caso em que uma carga de $10\ \Omega$ é aplicada ao gerador o resultados demonstram que o sistema tem uma boa repetibilidade oscilando apenas, no pior caso, 15 mA.

Velocidade de Rotação

Nas figuras 6.21 e 6.22 pode-se observar os testes de repetibilidade feitos ao sistema com carga infinita e de $10\ \Omega$ respectivamente, com o intuito de testar a repetibilidade da velocidade de rotação do grupo motor-gerador:

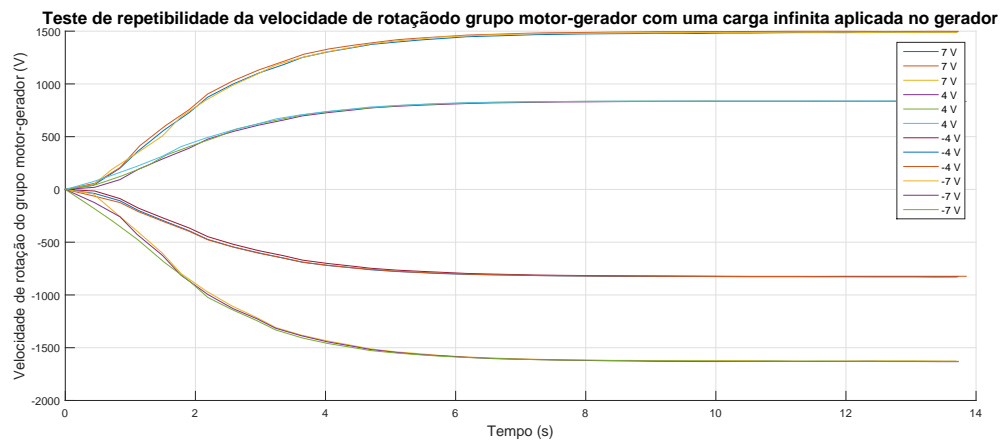


Figura 6.25: Teste de repetibilidade da velocidade de rotação do grupo motor-gerador ao longo do tempo com carga infinita aplicada no gerador.

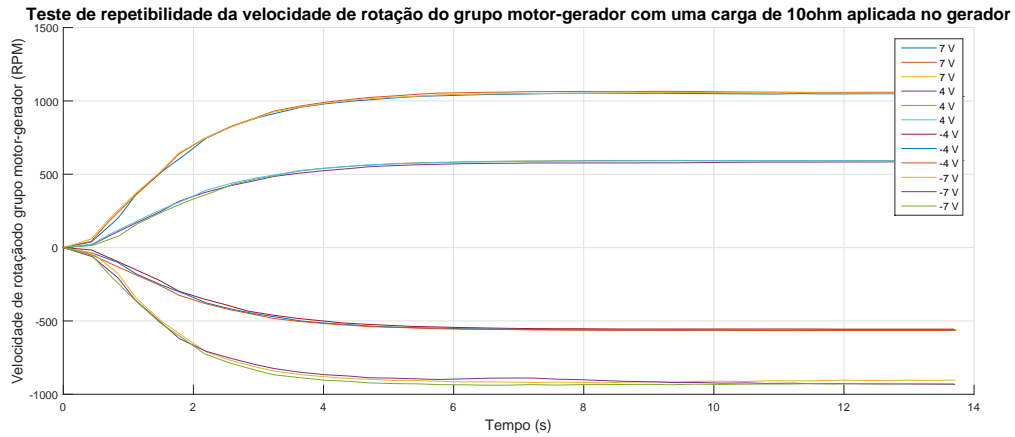


Figura 6.26: Teste de repetibilidade da velocidade de rotação do grupo motor-gerador ao longo do tempo com carga de 10Ω aplicada no gerador.

É notório, através da análise das figuras acima demonstradas, que para caso em da velocidade de rotação o sistema apresenta uma boa repetibilidade.

6.7 Aplicação de Algoritmos de Controle

Sendo a finalidade do sistema a inclusão do mesmo na lecionação das unidade curriculares de Sistemas de Controle I e Sistemas de Controle II, algoritmos de controle teriam de ser testados.

Implementou-se um algoritmo de um controlador PID, sendo o controlador mais usual no mercado, para averiguar o efeito deste tanto na aplicação da tensão fornecida pelo gerador como na velocidade de rotação do grupo motor-gerador. Os coeficientes foram calculados segundo o teorema de Ziegler-Nychols em malha aberta, tendo-se obtido os seguintes valores para os coeficientes: $K_p = 2.98$, $T_i = 3.2$ e $t_d = 0.8$ para o PID usado para controlar a tensão de saída do gerador. No entanto este valores não demonstraram ser eficientes por tentativa erro e analisando cada parâmetro individualmente concluiu-se que para uma boa parametrização os coeficientes teriam de ser $K_p = 0.700$, $T_i = 0.001$ e $t_d = 0.026$.

Para o caso do controlado PID usado para o controle da velocidade angular o método de Ziegler-Nichols revelou-se bastante eficiente, tendo-se apenas ajustando os valores obtidos pelo método. Os valores obtidos pelo método de Ziegler-Nichols foram: $K_p = 9.633$, $T_i = 0.062$ e $t_d = 0.018$ depois de ajustados estes valores de maneira a otimizar o controlador obteve-se

$K_p = 9.133$, $T_i = 0.490$ e $t_d = 0.013$.

No caso do controlador para a tensão do gerador, este consegue controlar a tensão de saída à centésima, no caso da figura 6.27 o controlador foi capaz de estabilizar o sistema numa tensão de saída de 6.45 V, como era esperado. Na figura pode-se também ver o sinal de controlo, responsável pela aplicação da tensão no motor, o sinal de referência e ainda o sinal em malha aberta. De notar que o sinal em malha aberta não chega exactamente aos 6.45 V e para se obter este sinal foi necessário saber anteriormente que tensão era necessária aplicar ao motor para se obter 6.45 V no gerador, este valor foi obtido usando o controlador PID.

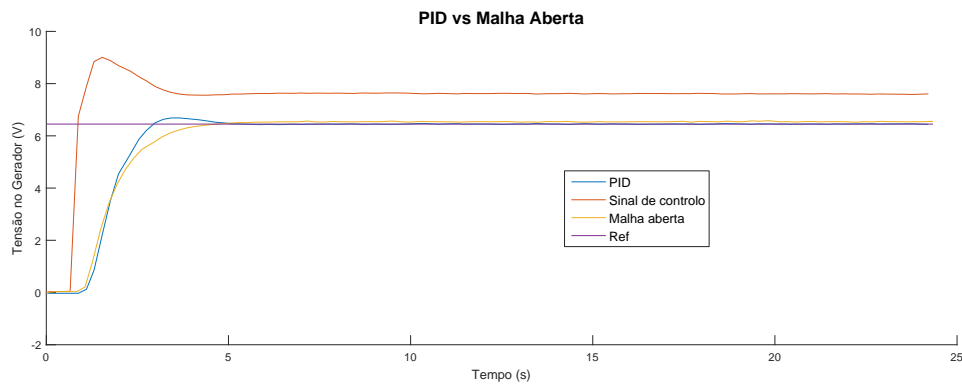


Figura 6.27: Comparação do comportamento da tensão do sistema com PID e em malha aberta.

Para a velocidade de rotação foram feitos exactamente os mesmos testes acima descritos, mas agora o objetivo era que o motor rodasse a 1345 RPM. Segundo os dados obtidos há um pequeno erro nas medições devido às vibrações do sistema, no entanto o erro é muito baixo (aproximadamente 7 RPM acima do esperado). Na figura 6.28 é possível observar-se o sinal referência, o sinal do controlador PID e ainda o sinal em malha aberta. Na figura 6.29 pode-se observar o sinal de controlo para a obtenção de 1345 RPM no motor/gerador.

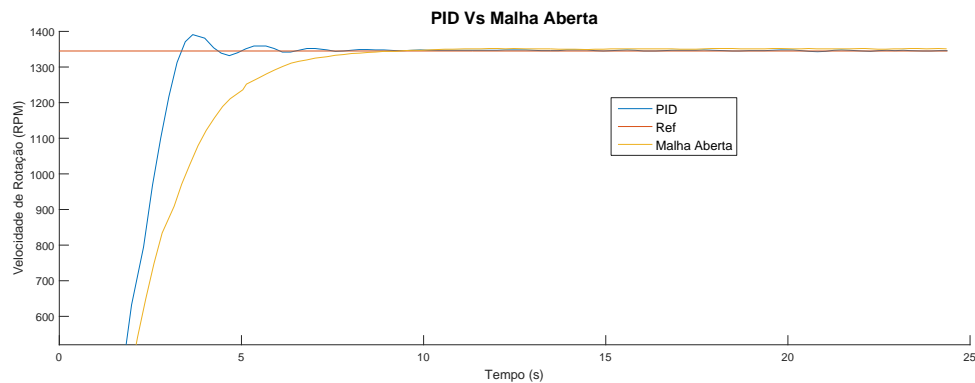


Figura 6.28: Comparação do comportamento das RPM do sistema com PID e em malha aberta.

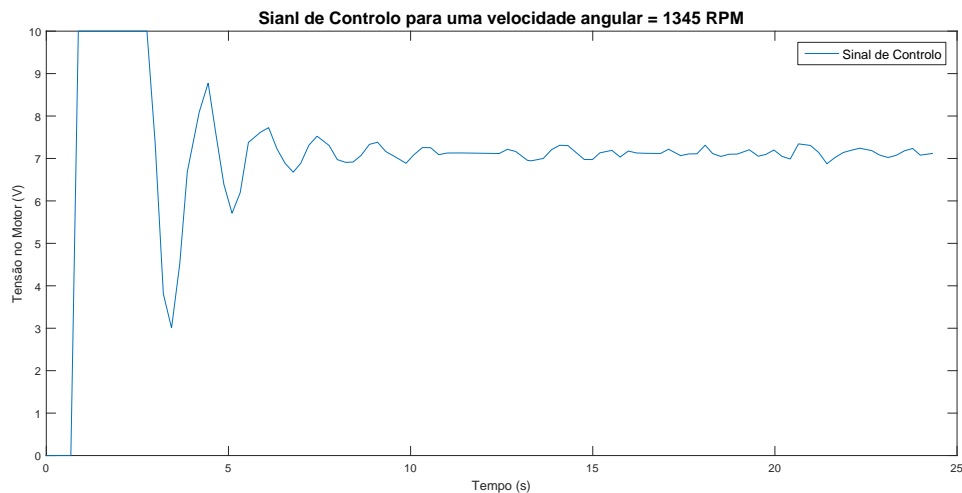


Figura 6.29: Sinal de controle da velocidade de rotação do motor com um controlador PID.

Os ajustes do controlador PID não foram fáceis de se obter, tendo sido necessários bastantes ajustes para afinar o algoritmo, no entanto depois de afinado é possível obter exatamente os valores pretendidos.

6.8 Controlador Proporcional-Integrativo ou PI

Para uma análise mais específica do comportamento do sistema para diferentes controladores, foi também testado um algoritmo de controle capaz de reproduzir um efeito proporcional-integrativo no sistema. A finalidade era obter 5 V no gerador.

Os coeficientes foram obtidos usando o teorema de Ziegler-Nichols tendo obtido os seguintes valores dos coeficientes para o controlador PD: $K_p = 0.1$, $T_i = 0$ e $t_d = 0.000$. Para o controlador PI obteve-se os seguintes coeficientes $K_p = 0.092$, $T_i = 3.710$ e $t_d = 0.000$

Apresenta-se então na figura 6.30 o resultado ao teste do controlador PI.

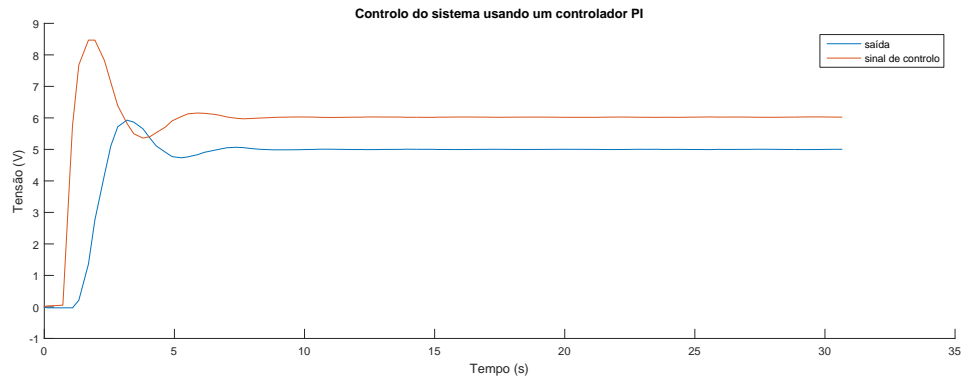


Figura 6.30: Resultado a implementação de um PI no sistema.

O controlador PI apresenta um bom resultado, visto que consegue eliminar o erro em regime estacionário. No entanto o tempo de resposta e a sobrelevação obtidos conseguido para este tipo de controlador é notório.

Capítulo 7

Conclusões e trabalho futuro

Neste capítulo é feita uma avaliação global do trabalho e o enquadramento entre os resultados obtidos com os objetivos pretendidos. Apresentam-se também propostas para trabalho futuro.

7.1 Conclusões

Esta trabalho satisfaz os objetivos propostos para a realização do mesmo, apresentando um sistema didático, robusto e eficaz, capaz de ser integrado na leccionação de engenharia de controlo na cadeira de Sistemas de Controlo 1 e Sistemas de Controlo 2 do curso de MIEET.

Este projeto revelou-se bastante enriquecedor pois para além de englobar várias temáticas relativas à engenharia eletrónica, apresenta também temas relacionados com engenharia de controlo e desenvolvimento de *firmware*.

Desenvolveu-se uma equipamento *low-cost*, onde o orçamento para o projeto deste equipamento foi de aproximadamente 200€ com o preço da caixa incluído mas não contendo custos de licenças de *software*, mão-de-obra, logística, energia e os dois motores, visto que estes foram oferecidos. De qualquer forma, comparativamente ao preço praticado no mercado para este tipo de projetos é um custo bastante inferior.

A nível de controlo este sistema aceita qualquer tipo de controlador, apesar de terem sido apresentados apenas dois tipos, PI e PID por serem os mais utilizados na indústria de sistemas de controlo.

A conceção da placa foi um desafio aliciante, pois nem sempre os primeiros projetos/ideias

foram as concebidas o que permitiu desenvolver as capacidades e regras de raciocínio para este tipo de projetos.

O gerador apresenta perdas de cerca de 1V comparativamente ao motor, isto deve-se ao facto do rendimento tanto do motor como do gerador não ser de 100%. Estas perdas agravam-se também pelo facto dos motores não serem completamente equivalentes e ainda, a mecânica do sistema desenvolvido apresentar algumas lacunas, sendo este motivo a maior preocupação num possível trabalho futuro de forma a colmatar as vibrações do sistema e consequentemente melhorar os resultados.

7.2 Trabalho Futuro

Para trabalho futuro sugiro melhorar-se o sistema mecânico, de maneira a reduzir as vibrações, alterando o disco de inércia, acoplando melhores os motores e alterando a base de sustentação dos mesmos.

Sugiro também implementar testes com mais algoritmos de controlo, nomeadamente PD e RST por exemplo.

Depois de se afinar os detalhes referidos relativamente à parte mecânica do sistema de rotação, considera-se que o passo seguinte na continuação do desenvolvimento deste equipamento seria a implementação da caixa (já projetada) e a respetiva colocação de todo o equipamento (parte mecânica e eletrónica). Desta forma, o equipamento ficaria na sua forma final, pronto a ser utilizado por alunos das unidades curriculares da área científica de Controlo.

Bibliografia

- [1] V. Gupta, “Working and analysis of the h-bridge motor driver circuit designed for wheeled mobile robots,” *University Institute of Engineering and Technology, Panjab University, Chandigarh*, 2010.
- [2] M. Morales, M. Palma, F. Pulskamp, A. Dugar, and M. V. S. Rau, “Intelligent systems: The next big opportunity,” *IDC*, 2011.
- [3] B. Dibner, *Oersted and the discovery of electromagnetism*, vol. 1. New York: Blaisdell, 1962.
- [4] S. Strandh, *A History of the Machine*. New York: AW Publishers, 1979.
- [5] C. K. Alexander and M. N. Sadiku, *Motores Elétricos e Acionamentos*. Série Tekne, 2013.
- [6] D. Basso, B. Benkhart, T. Bishop, R. Boteler, D. Brender, W. Brithinee, K. Butler, J. Caroff, K. Gettman, W. Hoyt, J. Malinowski, and H. Penrose, *Premium Efficiency Motor Selection and Application Guide, A Handbook for Industry*. US Department of Energy, 2014.
- [7] “Multmotores.” <http://www.multmotores.com.br/reparo-motor-cc>. Accessed: 2016-05-02.
- [8] A. P. de Melo, “Teoria dos sistemas de controlo lineares,” *Universidade de Aveiro*, 2010.
- [9] D. Carnegie, “A human like semi autonomous mobile security robot,” *University of Waikato, Hamilton, New Zeland*, 2004.

- [10] A. S. Sedra and K. C. Smith, *Microelectronic circuits*, vol. 1. New York: Oxford University Press, 1998.
- [11] “The budding electronic engineers knowledge space.” <http://pt.farnell.com/broadcom-limited/heds-9000-t00/encoder-rotary-2000ppr-2ch/dp/1654866?exaMfpn=true&categoryId=&searchRef=SearchLookAhead&searchView=table&isrfrnonsku=false>. Accessed: 2016-03-09.
- [12] “The budding electronic engineers knowledge space.” <http://pt.farnell.com/pro-power/ctfcs150-18u/transformer-150va-2-x-18v/dp/1780901?exaMfpn=true&categoryId=&searchRef=SearchLookAhead&searchView=table&isrfrnonsku=false>. Accessed: 2016-03-08.